re

RADIOELEKTRONIK

AUDIO · HI-FI · VIDEO

1'93

Indeks 374040 Cena 19.500

Produkty synonimem jakości i niezawodności



Autoryzowany dystrybutor

meditronik

- OBUDOWY GŁOŚNIKOWE
- ZASILACZ DO WALKMANÓW
- OTVC UNITRA SAMSUNG
- CB RADIO W DOMU
- CD W SAMOCHODZIE

Już 68 stron

PL ISSN 0137 6802

re

RADIOELEKTRONIK

- AUDIO-HI-FI-VIDEO -

STYCZEŃ 1993 • ROCZNIK XLIV (164) **1'93**

Za treść ogłoszeń, ani za rzetelność realizacji zawartych w nich ofert Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.
Ogłoszenia przyjmuje Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video", ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa. Tel. 31-46-21, 31-93-37, tlx 814550 fax 192187.

Z KRAJU i ZE ŚWIATA (II str. okładki)
2 **ELEKTROAKUSTYKA** Obudowy głośnikowe z otworem czy zamknięte
4 **TECHNIKA KOMPUTEROWA** Mikroprocesory RISC
6 **MIERNICTWO** Cyfrowa bezpośrednia synteza częstotliwości (1)
8 **KLUB MŁODYCH ELEKTRONIKÓW** Uniwersalny zasilacz do walkmenów
9 Tester polaryzacji
12 **RADIOKOMUNIKACJA** Ogólnopolska Sieć Przywoławcza POLPAGER
16 **PODZESPOŁY** Sieciowe filtry przeciwzakłóceniowe
17 Monolityczne przekaźniki półprzewodnikowe ze sprzężeniem optycznym
21 **PORADNIK ELEKTRONIKA** 1.1 Prostowniki
23 **SCHEMATY** Telewizor UNITRA SAMSUNG UCK-5013Z (1)

25 **NOWOŚCI** Karaoke
26 Jumbotron nie tylko w Sewilli
27 **AKTUALNY TEMAT** Photokina 1992. Światowe targi obrazu, dźwięku i profesjonalnych mediów (2)
29 Tele-Foto-Video'92
30 **NA NASZYM RYNKU** Technics. Wzmacniacze CD
32 Sony — sprzęt audio
33 **POZNAJEMY SPRZĘT** CAR CD — odtwarzacz płyt kompaktowych Philips AZ6815
35 Master System
36 **PRAKTYCZNE RADY** Instalacja radia CB w domu (1)
39 Systemy i standardy telewizyjne na świecie
38 **KRÓTKO o WSZYSTKIM** Telefonia w Japonii
40 Radiomagnetofon samochodowy AX-D800
40 Zmieniacz 100 płyt kompaktowych
40 "Mówiący" walkmen

43 **ELEKTRONIKA w DOMU** Zdalne strowanie OTV podczerwienią
46 **ELEKTRONIKA w SAMOCHODZIE** Urządzenie zapłonowe do Fiata 126p (1)
49 **ELEKTRONIKA w RÓŻNYCH ZASTOSOWANIACH** Impulsowo-fazowy regulator mocy
51 **OCENY EKSPLOATACYJNE** Generator sygnałów telewizyjnych Testronik G-17KT
53 **URZĄDZENIA ZASILAJĄCE** Zasilacz WN
54 **POMYSŁ i REALIZACJA** Przekaźnik fotoelektryczny
54 Układ "sleep"
55 **DO... i OD REDAKCJI**
57 **RÓŻNE** Niagara pomysłów
57 Elektronika rządzi na jachtach

ADRES: Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video" ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa Tel. 31-46-21, 31-93-37
KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. prof. dr inż. Andrzej Sowiński, **z-ca red. nacz.** — inż. Janusz Justat; **sekr. red.** — Halina Fiećko; **redaktorzy działów:** dr inż. Jerzy Frydrychowicz, Eugenia Grudzińska, mgr inż. Jerzy Justat, mgr inż. Leon Kossobudzki, inż. Maria Łopuszniak, dr inż. Michał Nadachowski, mgr inż. Krystyna Prószyńska, mgr inż. Cezary Rudnicki, inż. Zdzisław Tkaczyk, mgr inż. Maria Tronina, doc. mgr inż. Aleksander Witort

Redaktor techniczny: Henryk Wieczorek
Okładkę i wkładkę "Audio-HiFi-Video" projektował: Bogdan Sozański
Laboratorium: mgr inż. Leszek Halicki, mgr inż. Jerzy Justat
Sekretariat: Ewa Wiśniewska

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo skracania i adiustacji nadesłanych artykułów.

Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień zamieszczone w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu.
Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" jest dozwolony po uzyskaniu zgody redakcji.

re
Wydawca RADIOELEKTRONIK
Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością
ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa

Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie.
Cena zł 19 500

Na okładce. Reklama firmy "Meditronik"

Drodzy Czytelnicy

Składając najlepsze życzenia wszelkiej pomyślności w Nowym Roku, przekazujemy w Wasze ręce pierwszy numer RADIOELEKTRONIKA AUDIO-HiFi-VIDEO o zwiększonej o jedną trzecią objętości i niestety trochę droższego. Cena naszego czasopisma w kioskach wzrasta w znacznie mniejszym stopniu niż jego objętość, a w prenumeracie pozostaje niemal bez zmiany.

Ta zwiększona objętość umożliwi nam lepsze wypełnienie obszaru Waszych zainteresowań, które są tak bardzo różne. Chcemy stworzyć z naszego czasopisma ogólnie dostępny wielkonakładowy magazyn elektroniki, adresowany do: majsterkowiczów i hobbystów, profesjonalistów, którzy chcą poszerzyć swoją wiedzę ogólną i fanów sprzętu AV HiFi.

Zwiększenie objętości pociąga za sobą oczywiście wzrost kosztów. Nie chcemy nimi obciążać Czytelników, dlatego też zwiększymy liczbę reklam i ogłoszeń. Mamy nadzieję, że spotka się to z właściwym zrozumieniem. Chcemy także ożywić kontakty redakcji z Czytelnikami, dlatego prosimy, piszcie do nas zarówno w sprawach związanych z oceną naszego pisma, jak i z problemami merytorycznymi. Najciekawsze będziemy drukować.

Zamierzamy także rozszerzyć zakres prac naszego laboratorium, o czym poinformujemy w najbliższym czasie. Także niedługo przedstawimy Wam nasze propozycje wydawnicze; zamierzamy na korzystnych warunkach zaproponować Wam zakup wydawanych przez nas książek, które powinny Was interesować. Mamy nadzieję, że nasze zamierzenia, których realizację rozpoczynamy od początku bieżącego roku zostaną odebrane pozytywnie, czego Czytelnikom i sobie życzymy.

W bieżącym numerze chciałbym zwrócić uwagę na następujące pozycje.

Od dawna dużo uwagi poświęcamy elektroakustyce. Mamy wrażenie, że wielu posiadaczy sprzętu jest tymi sprawami bardzo zainteresowanych. Ot, chociażby dlatego aby ten sprzęt udoskonalić stąd częsty temat doboru głośników ich obudów itp.

Zamierzamy poszerzyć dział techniki komputerowej. Chcemy w nim pisać nie tylko o takich nowinkach jak mikroprocesory RISC, ale również o mikrokomputerach. Przecież, to dzisiaj w niejednym domu narzędzie pracy, a nie tylko przedmiot rozrywki, czy hobby.

Dużą wagę przywiązujemy do ocen eksploatacyjnych sprzętu elektronicznego, tym razem jest to ocena generatora sygnałów PAL SECAM.

Podobnie wydaje się nam pożyteczna rubryka praktycznych rad, w bieżącym numerze mamy pierwszą część informacji o instalowaniu radia CB w domu. Zainteresowani znajdą także kolejny schemat, tym razem telewizora UNITRA-SAMSUNG. Myślę, że powyższe informacje potwierdzą nasz cel: dla każdego coś interesującego.

Życzymy Wam Drodzy Czytelnicy satysfakcji z prenumeraty, zakupu i czytania RADIOELEKTRONIKA AUDIO-HiFi-VIDEO.

REDAKTOR NACZELNY

prof. dr Andrzej Sowiński

elektroakustyka

Obudowy głośnikowe z otworem czy zamknięte

Andrzej Kisiel

W artykule podano informacje dla melomanów zamierzających nabyć zespoły głośnikowe oraz dla konstruktorów-amatorów próbujących wykonać je własnymi siłami. Zasadniczym tematem jest rozpatrzenie właściwości obudów głośnikowych z otworem i obudów zamkniętych.

Obudowa z otworem (bass-reflex) i obudowa zamknięta, to dwa najczęściej spotykane rodzaje obudów głośnika niskotonowego. Każda z nich ma swoje określone zalety i wady opisywane niejednokrotnie w literaturze (w tym i w "Re"). Ostatnio, wśród wyrobów firm światowych dominowały zespoły głośnikowe w obudowie z otworem. Obudowy zamknięte są stosowane nadal, głównie w zespołach głośnikowych o małych rozmiarach.

Z czego wynika obecna dominacja obudów z otworem?

Dość rozpowszechniona jest opinia, że wadą obudów z otworem jest gorsze przenoszenie przebiegów impulsowych oraz "podbarwianie" audycji tonami leżącymi w pobliżu częstotliwości rezonansowej obudowy, natomiast obudowy zamknięte są jakoby wolne od tych niedoskonałości. Pogląd ten wynika jednak z błędnego uproszczenia, pomijającego wpływ parametrów samego głośnika niskotonowego.

Można sobie wyobrazić dwie obudowy o jednakowej objętości (np. 20 dm^3): jedną zamkniętą, a drugą z otworem, z wbudowanymi głośnikami jednakowej wielkości (średnicy), z których pierwsza będzie "dudnić beczkowato", natomiast druga przeniesie basy znacznie lepiej. Rezultat taki jest spowodowany różnymi wartościami parametrów Thiele'a i Small'a (w skrócie T-S) zastosowanych głośników. W przypadku pierwszym mogły być one następujące: $Q_{TS} = 0{,}7$, $f_S = 50$ Hz, $V_{AS} = 55$ dm^3; w przypadku drugim: $Q_{TS} = 0{,}35$, $f_S = 50$ Hz, $V_{AS} = 40$ dm^3. Głośniki różniły się przede wszystkim wartościami parametrów Q_{TS} i V_{AS}.

Głośnik zamontowany do obudowy zamkniętej powinien mieć dobroć w zakresie $0{,}7 < Q_{TC} < 1{,}0$. Przy wartości $Q_{TC} > 1{,}1$ pojawi się wspomniane wyżej "dudnienie". Wówczas, gdy wartość $Q_{TC} < 0{,}7$, przenoszenie basów jest zbyt słabe. Objętość obudowy zamkniętej może być mniejsza lub większa, byle był spełniony wspomniany wyżej warunek na wartość Q_{TC}.

Optymalna objętość obudowy z otworem jest ściśle określona, powinna ona wynosić tyle-, aby po wbudowaniu głośnika i zamknięciu otworu dobroć Q_{TC} wynosiła ok. 0,5. Oczywiście wartość Q_{TS} głośnika powinna być mniejsza niż 0,5 (np. 0,35). Objętość obudowy z otworem wiąże się mocno z wartościami parametrów Q_{TS} i V_{AS} zastosowanego głośnika. Odpowiednie są głośniki z dużymi, silnymi magnesami, które są niestety drogie.

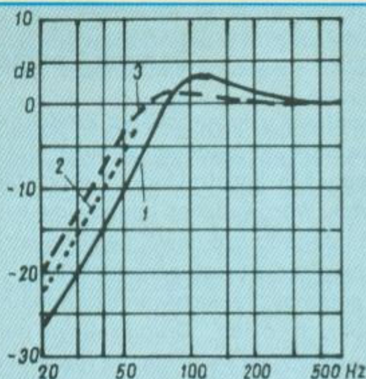
Na rys. 1, 2 i 3 są przedstawione wyniki zastosowania głośników niskotonowych, o średnicy 20 cm, w różnych obudowach, firmy Peerless. Łatwo można zauważyć, że znakomita charakterystyka przenoszenia cechuje głośnik PT210M w obudowie z otworem o objętości 50 dm^3.

Wydaje się, że można sformułować następujące wnioski:

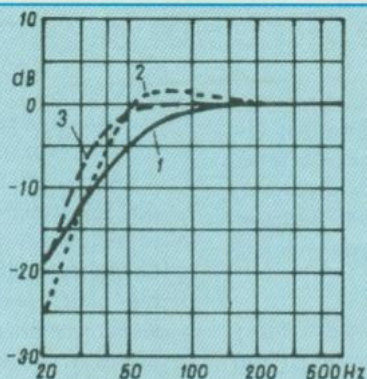
- nie każdy głośnik nadaje się do obudowy z otworem; głośniki o wartości $Q_{TS} > 0{,}5$ w zasadzie nie nadają się do tego celu;
- dysponując dobrym głośnikiem niskotonowym, lepsze rezultaty zapewni zastosowanie — w porównaniu z obudową zamkniętą — obudowy z otworem, co jednak pociągnie za sobą konieczność stosowania relatywnie większej obudowy.

Znane są również inne zalecenia dotyczące konstruowania obudów z otworem. Jedno z nich dotyczy przypadku, gdy nie jest możliwe uzyskanie optymalnej wartości $Q_{TC} = 0{,}5$ (wartość Q_{TS} głośnika jest zbyt duża). Proponowane jest wtedy silne wytłumienie akustyczne obudowy i odpowiednie nastrojenie układu rezonansowego obudowy (częstotliwość f_B) wg diagramu przedstawionego na rys. 4.

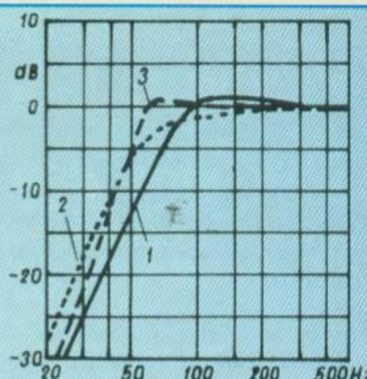
Jak wynika z diagramu, im większa jest wartość Q_{TC}, tym niżej (w stosunku do częstotliwości f_C — częstotliwości rezonansowej



Rys. 1. Charakterystyki przenoszenia głośnika PT210L f-my Peerless
Dane głośnika: Q_{TS} = 0,72, f_S = 46 Hz, V_{AS} = 42 dm^3. Obudowa zamknięta o różnej objętości: 1 ÷ 10 dm^3, 2 ÷ 20 dm^3, 3 ÷ 30 dm^3



Rys. 2. Charakterystyki przenoszenia głośnika PT210M f-my Peerless
Dane głośnika: Q_{TS} = 0,45, f_S = 40 Hz, V_{AS} = 51 dm^3. Głośnik w obudowie zamkniętej o objętości 30 dm^3 – charakterystyka 1. Obudowa z otworem: 2 ÷ 40 dm^3, 3 ÷ 50 dm^3

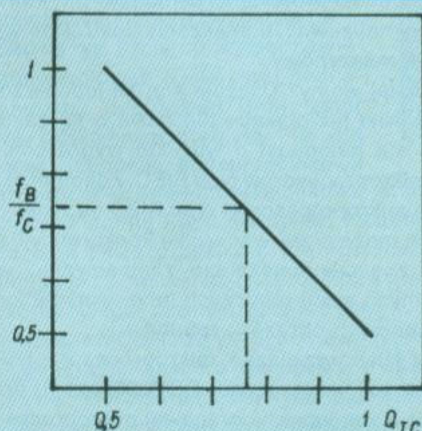


Rys. 3. Charakterystyki przenoszenia głośnika PT210SR f-my Peerless
Dane głośnika: Q_{TS} = 0,27, f_S = 35 Hz, V_{AS} = 62 dm^3. Obudowa z otworem o różnej objętości: 1 ÷ 10 dm^3, 2 ÷ 20 dm^3, 3 ÷ 30 dm^3

głośnika w obudowie zamkniętej o takiej samej objętości) powinien być nastrojony układ obudowy z otworem.

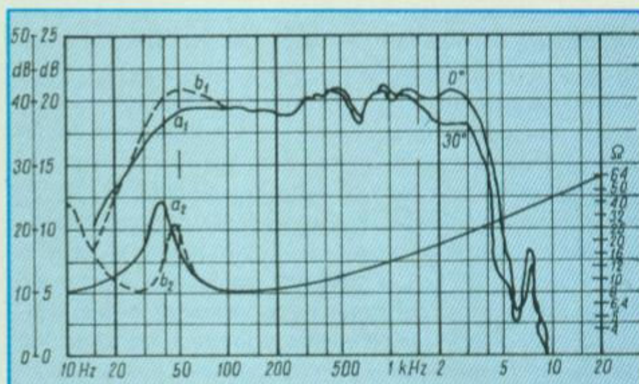
Przedstawiony wyżej sposób jest uproszczony i nie daje wyników optymalnych, zwiększa jednak możliwości wykorzystania głośników o niezbyt odpowiednich parametrach lub zaprojektowania obudowy o mniejszych rozmiarach. Jako przykład warto podać wykorzystanie głośnika niskotonowego KEF B300B o parametrach: Q_{TS} = 0,33, f_S = 16,5 Hz, VAS = 482 dm^3. Jest to bardzo dobry głośnik niskotonowy o bardzo małej wartości częstotliwości rezonansowej i małej wartości dobroci. Optymalna objętość obudowy z otworem tego głośnika wynosi ok. 300 dm^3 i przenosiłby on wówczas pasmo do 20 Hz. Obudowa o takiej objętości nie jest możliwa do zaakceptowania w przypadku pomieszczeń mieszkalnych. Jeżeli zastosuje się dużo mniejszą obudowę o objętości 90 dm^3, mocno wytłumioną akustycznie, uzyskuje się wartość Q_{TC} = 0,77, wówczas $f_B/f_C \approx 0,73$ (patrz rys. 4). Daje to dobre przenoszenie pasma częstotliwości od 30 Hz, przy pewnym uwypukleniu zakresu częstotliwości 40 ÷ 60 Hz. Można to uznać za wynik bardzo dobry. Charakterystyki takiego zespołu głośnikowego są przedstawione na rys. 5.

Jeżeli dysponuje się głośnikami o bardzo małej wartości Q_{TS}, mniejszej niż 0,3 i wartości V_{AS} rzędu 40 dm^3 (małe głośniki niskotonowe o średnicy 16 ÷ 20 cm), można zastosować obudowę dającą wartość Q_{TC}, mniejszą niż teoretycznie optymalna (0,5). Spowoduje to niewielki spadek charakterystyki przenoszenia, który może być skutecznie wyrównany wskutek wpływu powierzchni odbijających, sąsiadujących z zespołem głośnikowym (podłoga, naroże pomieszczenia). Korzyść polega na bardzo dobrej charakterystyce impulsowej i mniejszej częstotliwości rezonansowej.



Rys. 4. Diagram umożliwiający ustalenie częstotliwości rezonansu Helmholtza obudowy z otworem (f_B) w zależności od wartości dobroci Q_{TC} i częstotliwości f_C – częstotliwości rezonansowej głośnika w obudowie zamkniętej o objętości identycznej jak projektowanej obudowy z otworem

W ostatnich latach większość renomowanych firm opracowała odpowiednie modele głośników niskotonowych, jak i — z pomocą techniki komputerowej — uzyskała bardzo dobre rezultaty w projektowaniu zespołów głośnikowych z obudowami z otworem.



Rys. 5.
Charakterystyki głośnika KEF B300B w obudowie o objętości 90 dm^3
a_1 – charakterystyka przenoszenia w obudowie zamkniętej;
b_1 – charakterystyka przenoszenia w obudowie z otworem;
a_2 – charakterystyka impedancji wejściowej w obudowie zamkniętej;
b_2 – charakterystyka impedancji wejściowej w obudowie z otworem

Oczywiście są zespoły lepsze i gorsze, należy więc brać pod uwagę klasę danego zespołu, co wiąże się z jego ceną. Decyduje ocena subiektywna jakości brzmienia danego zespołu.

Rezonator Helmholtza zdobywa ostatnio szerokie zastosowanie także dzięki swojej właściwości — filtru dolnoprzepustowego. Znajduje on zastosowanie zwłaszcza w zespołach subniskotonowych, ale także w tradycyjnych zespołach głośnikowych. Znane są zespoły głośnikowe JAMO Concert VII (patrz "Re" nr 11/1991), w których wykorzystano taki układ akustyczny. Także Tonsil S.A. zaproponował rozwiązanie identyczne koncepcyjnie. Szczególne upodobanie do stosowania akustycznego filtru dolnoprzepustowego można zauważyć w zespołach głośnikowych firmy KEF — system "Coupled Cavity" jest stosowany w prawie wszystkich droższych modelach tej firmy. □

LITERATURA

[1] Obliczanie zamkniętych obudów głośnikowych. "Radioelektronik" nr 6/1988
[2] Obudowy głośnikowe z otworem. "Radioelektronik" nr 1/1990
[3] Zespół głośnikowy hi-fi o mocy 100 W. "Radioelektronik" nr 9/1990
[4] Pomiary parametrów Thiele'a i Small'a. "Radioelektronik" nr 2/1991

Mikroprocesory RISC

Janusz Zakolski

W artykule opisano mikroprocesory RISC, które ostatnio znajdują szerokie zastosowanie w stacjach roboczych, a także w dziedzinach wymagających dużej mocy obliczeniowej, jak: telekomunikacja, przetwarzanie ruchomych obrazów, robotyka. Przedstawiono także najważniejsze typy tych mikroprocesorów.

Co oznacza skrót RISC? Są to po prostu pierwsze litery następujących słów angielskich: Reduced Instruction Set Computer, co po polsku oznacza komputer ze zredukowaną listą instrukcji. Sercem każdego komputera jest mikroprocesor, układ scalony wielkiej skali integracji służący do przetwarzania danych, a więc mikroprocesor RISC jest po prostu najważniejszym elementem każdego komputera ze zredukowaną listą instrukcji.

Koncepcja RISC ma już około 10 lat, lecz prace w tej dziedzinie trwają od około 15 lat. Na pierwszy rzut oka oznacza to krok wstecz w rozwoju, gdyż redukcja możliwości daje raczej negatywne skojarzenia. Powstaje zaraz pytanie: komu są potrzebne takie mikroprocesory, skoro równolegle rozwija się wspaniale rodzina "zwyczajnych" mikroprocesorów typu CISC (skrót od angielskich słów CISC — complex instruction set computers — komputery ze złożoną listą rozkazów). Postarajmy się to wyjaśnić.

Przypomnijmy sobie historię mikroprocesora i wróćmy chwilowo do lat 70. Mikroprocesory pierwszej generacji miały raczej ubogą listę instrukcji. Wynikało to z kłopotów związanych z technologią półprzewodnikową i umieszczenie dodatkowego tranzystora w strukturze krzemowej stanowiło pewien problem oraz zwiększało koszty elementu.

Nikt nie może oczekiwać, że programista napisze zwarty, elegancki program w kodzie maszynowym. Jedyne wyjście, to języki wyższego rzędu. Przeciętny kompilator tłumacząc program języka wyższego rzędu na język maszynowy przypisuje jednej komendzie języka wyższego rzędu od 10 do 100 rozkazów języka maszynowego. Powstała więc pewna "luka" semantyczna między tymi językami i szereg projektantów spędziło wiele czasu, aby tę lukę zredukować do minimum. Niektórzy marzyli nawet o mikroprocesorach, których językiem maszynowym byłby język wyższego rzędu. Listy instrukcji w kolejnych fazach rozwoju były więc coraz bardziej złożone, przy czym często kolejny mikroprocesor był budowany na "gruzach" poprzednika. Wymagana była bowiem kompatybilność oprogramowania tzn., że program napisany w "czasach przedpotopowych" dla mikroprocesora Intel 8080 musiał również działać poprawnie z najnowszym mikroprocesorem tej firmy Intel 80486.

Kilkanaście lat temu zaczęto badać, w jaki sposób mikroprocesory wykonują programy. Okazało się wówczas, że wiele bardzo skomplikowanych instrukcji oraz trybów adresowania nie jest używane w większości programów. Okazało się ponadto, że te instrukcje zimplementowane w strukturze krzemowej zajmują pokaźną część mikroprocesora. Powstała więc grupa zwolenników nowej generacji mikroprocesorów nazywanych mikroprocesorami typu RISC.

Nie należy jednak sądzić, że mikroprocesor typu RISC jest po prostu zredukowaną wersją mikroprocesora tradycyjnego typu. Uproszczenie jest co prawda powrotem do źródeł, lecz konstrukcje tych mikroprocesorów uwzględniają najnowocześniejsze osiągnięcia technologiczne. Ponieważ znane są wyniki statystyczne wykorzystania poszczególnych instrukcji, te najczęściej używane są optymalizowane tak, aby uzyskać maksymalną szybkość działania mikroprocesora. Zredukowanie listy rozkazów spowodowało zwolnienie dużej części struktury krzemowej. Jednakże konstruktorzy i projektanci potrafili zrobić z niej użytek. Wprowadzono mianowicie wiele rejestrów wewnętrznych. Mogą to być nawet setki rejestrów 32-bitowych, dostępnych logicznie przez zachodzące na siebie "okna". Nie ma więc potrzeby przekazywania parametrów wspólnych dla poszczególnych "okien". Drugim silnym punktem mikroprocesorów typu RISC jest wynikająca z równomiernej sekwencji czasowej większości instrukcji (większość instrukcji jest realizowana w jednym cyklu zegarowym), możliwość "pracy na zakładkę" (pipelining), tzn. instrukcje zachodzą na siecie w czasie. Co to oznacza praktycznie: podczas wykonywania jednej instrukcji mikroprocesor nie czeka aż zostanie ona do końca wykonana, lecz wczytuje już następną. Takie zrównoleglenie w czasie nie musi być jednopoziomowe i można więc sobie wyobrazić, że w mikroprocesorze typu RISC mamy w danej chwili wiele instrukcji będących w różnej fazie realizacji. Daje to w efekcie szybkość obliczeń znacznie większą niż szybkość zegara mikroprocesora.

Dla zmniejszenia wymagań dotyczących czasu dostępu do pamięci w prawie wszystkich mikroprocesorach typu RISC wprowadzono wewnętrzne pamięci typu "cache". Są to urządzenia stanowiące inteligentne szybkie bufory pamięci między szybkim procesorem a wolniejszą pamięcią zewnętrzną. Procesor najczęściej współpracuje właśnie ze swoim szybkim buforem. Gdy procesor wymaga danych, których nie ma w buforze, następuje "doczytanie" nowej porcji informacji i pracę można kontynuować. Najnowsze mikroprocesory RISC mają pamięci typu "cache" zarówno dla instrukcji — Instruction cache (pamięć programu typu "cache") jak i dla danych — Data cache (pamięć danych typu "cache").

Mimo tych wielu zalet "wojna" między zwolennikami i przeciwnikami tej filozofii trwała wiele lat. Jakie są jednak przyczyny braku powszechnej akceptacji dla tak udanej architektury. Jakkolwiek mikroprocesory typu RISC wykonują swoje operacje znacznie szybciej od swoich konkurentów CISC, to jednak w tym pierwszym przypadku do osiągnięcia tego samego celu należy użyć znacznie więcej prostszych instrukcji. Stwarza to więc konieczność instalacji bardzo szybkich, a więc i kosztownych pamięci programu. Łatwiejszą pracę mają natomiast projektanci kompilatorów, którzy mogą znacznie zoptymalizować tłumaczenie instrukcji wyższego rzędu na język maszynowy.

Jaki jest wynik tej wojny? Okazuje się, że jednak koncepcja RISC wygrała. Nikt już obecnie nie mówi o tej zakończonej wojnie. Mówi się natomiast o tym, kto wygra konkurencję w dziedzinie mikroprocesorów typu RISC. Zdaniem ekspertów jest zbyt wiele mikroprocesorów typu RISC na rynku i jedynie niewiele z nich może przetrwać walkę konkurencyjną. Mikroprocesory te znalazły najszersze zastosowanie w jednostkach centralnych stacji roboczych (ang. workstation), przetwarzaniu ruchomych obrazów, robotyce.

Przedstawimy kilka rozwiązań mikroprocesora typu RISC. Pierwszy z nich to mikroprocesor RS/6000 (rys. 1) firmy IBM. IBM jako jeden z pierwszych opracował mikroprocesor RISC, wprowadzając na rynek (bez powodzenia) komputer osobisty IBM RT. Wówczas podjęta próba nie udała się i firma IBM wycofała się z produkcji tego komputera. Mikroprocesor był opracowywany przez najbardziej oryginalną grupę naukowców zwaną 801 minicomputer team w IBM-Research w York-

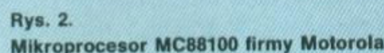
town Heights. Kolejną próbę w tej dziedzinie realizowała ta sama ponownie zorganizowana grupa. Wynikiem ich pracy jest właśnie mikroprocesor RS/6000. Został on zaprojektowany zarówno do naukowych jak i bardziej komercyjnych zastosowań. Najważniejsze bloki w mikroprocesorze, to procesor rozgałęzień (Branch processor), którego zadaniem jest przetwarzanie strumienia instrukcji z pamięci typu cache na ciągły strumień instrukcji dla procesora stałoprzecinkowego (Fixed-point processor) i procesora zmiennoprzecinkowego (Floating point processor). Niektórzy zarzucają firmie IBM, że nadużywa symbolu RISC, gdyż lista instrukcji mikroprocesora jest stosunkowo rozbudowana, jednakże uzyskane parametry szybkościowe są imponujące.

Podobne przesłanki kierowały projektantami listy rozkazów mikroprocesora RISC MC88100: "jeśli instrukcja da się wykonać w jednym cyklu zegarowym i może przynieść wymierne korzyści, wówczas zostaje ona włączona do listy". Uzyskana w wyniku lista rozkazów jest bardzo bogata obejmując wiele trybów adresowania, instrukcji na bitach, operacji zmiennoprzecinkowych. Najbardziej interesującą innowacją w tych mikroprocesorach jest indeksowane adresowanie rejestrowe z możliwością skalowania. Wówczas wskaźnik może być przypoprządkowany pojedynczej tablicy lub zbiorowi tablic, a indeksowanie rejestrowe ogranicza liczbę instrukcji i obliczeń związanych z adresowaniem tablic. Ponadto usprawnione jest znacznie pobieranie różnych typów danych od jednego do 4 bajtów i jest możliwe do wykonania w jednym cyklu zegara. Osiągnięto to dzięki wprowadzeniu czterech niezależnych sygnałów dla każdej długości słowa. MC88100 ma ponadto zarezerwowane siedem grup po 256 instrukcji w celu wykorzystania dla wbudowywanych w strukturę jednostek specjalnego przeznaczenia.

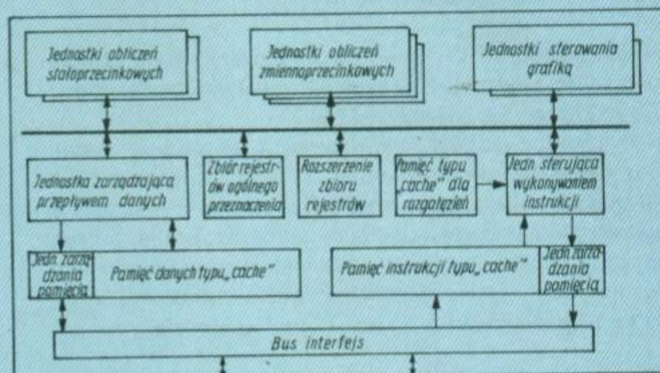
Jak widać na rys. 2 mikroprocesor zawiera jednostkę danych (Data Unit), jednostkę instrukcji (Instruction Unit), zbiór rejestrów i sekwenser (Register File and Sequencer), jednostkę stałoprzecinkową (Integer Unit) oraz zmiennoprzecinkową jednostkę mnożącą i sumującą (Floating Point multiplier, Floating Point Adder). Przewidziano także przestrzeń dla opcjonalnych jednostek specjalnego przeznaczenia, np. procesora graficznego, interfejsu szeregowego, przetwornika a/c itp.



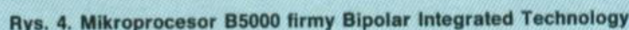
Rys. 1. Mikroprocesor RS/6000 firmy IBM



Rys. 2. Mikroprocesor MC88100 firmy Motorola



Rys. 3. Mikroprocesor MC88110 drugiej generacji firmy Motorola



Rys. 4. Mikroprocesor B5000 firmy Bipolar Integrated Technology

Mikroprocesor MC88110 (rys. 3) stanowi mikroprocesor RISC drugiej generacji. Zawiera on oprócz 8-kbajtowej pamięci typu "cache" dla instrukcji i danych (Instruction Cache, Data Cache) jednostki obliczeń stałoprzecinkowych (Integer Execution Units), jednostki obliczeń zmiennoprzecinkowych (Floating Point Execution Units), jednostka zarządzająca przepływem danych (Load / Store Execution Unit), zbiór rejestrów ogólnego przeznaczenia (General Register File), rozszerzenie zbioru rejestrów (Extended Register File), jednostkę sterującą wykonywaniem instrukcji (Superscalar Instruction Unit), pamięć typu "cache" dla rozgałęzień (Branch Target Cache), jednostki sterowania grafiką (Graphics Execution Units), jednostkę zarządzania pamięcią (MMU).

Najbardziej interesujący mikroprocesor B5000 z 64 bitową szyną danych może osiągnąć nawet 65 MIPS (milionów instrukcji na sekundę). Na schemacie blokowym (rys. 4) widać wyraźnie kolejkę poszczególnych faz wykonywania instrukcji: pobieranie (Fetch), dekodowanie (Dekode), wykonanie (Execute), dostęp do pamięci (Memory access), uzyskanie wyniku (Result).

Mikroprocesory RISC są produkowane w technologii CMOS i BiMOS ECL. □

Cyfrowa bezpośrednia synteza częstotliwości (1)

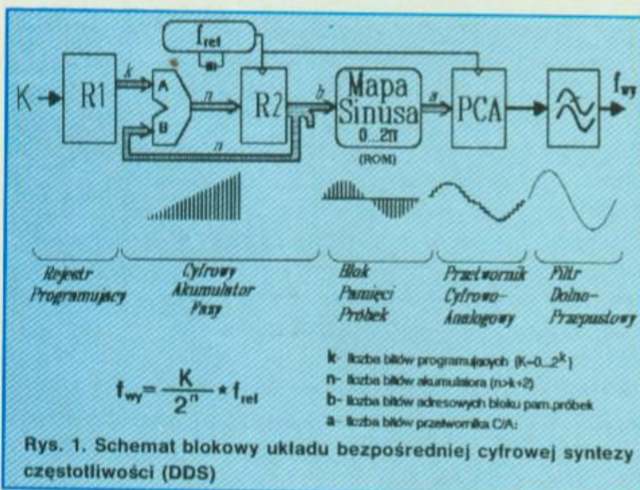
mgr inż. Piotr Michalak

Artykuł jest poświęcony zagadnieniom teorii i projektowania układów syntezy opartych na Bezpośredniej Metodzie Cyfrowej (ang.: Direct Digital Synthesis). Atrakcyjność tej prawie nieznanej w Polsce metody polega przede wszystkim na możliwości konstrukcji syntezerów przestrajanych w szerokim zakresie częstotliwości z bardzo małym krokiem. Ponadto technika DDS daje duże możliwości realizacji cyfrowych metod modulacji. W drugiej części artykułu będzie opisana praktyczna realizacja układu syntezy.

Synteza częstotliwości polega na uzyskiwaniu wielu częstotliwości wyjściowych z jednej częstotliwości wzorcowej. Stosuje się różne metody syntezy.
Teoretyczne rozważania całkowicie cyfrowej syntezy zostały po raz pierwszy opublikowane w 1971 r. Ówczesna technologia znacznie ograniczała możliwości konstrukcyjne, jednak nawet wtedy metoda ta wzbudziła zainteresowanie, o czym świadczyły publikacje o coraz doskonalszych rozwiązaniach. Od około dwóch lat zauważa się prawdziwą eksplozję w rozwoju tej techniki, zwanej "Direct Digital Synthesis".

Podstawowy syntezer DDS – zasada działania

Typowy schemat blokowy jest przedstawiony na rys. 1. Pierwszą częścią układu jest tzw. cyfrowy akumulator fazy.



Rys. 1. Schemat blokowy układu bezpośredniej cyfrowej syntezy częstotliwości (DDS)

Składa się on z n–bitowego sumatora oraz rejestru R2 typu "D". Wyjście tego rejestru jest dołączone do wejścia sumatora. Do jego drugiego wejścia jest doprowadzone z rejestru R1 k–bitowe słowo, programujące częstotliwość wyjściową syntezera. Może ono przyjmować wartości z zakresu $K \in \langle 0, 2^k - 1 \rangle$. Tak więc przy każdym okresie przebiegu zegarowego z generatora referencyjnego (f_r) następuje zwiększenie zawartości rejestru R2 o K.
Załóżmy, że K = 1. W każdym okresie przebiegu zegarowego (f_r) zawartość akumulatora będzie zwiększana o jeden. Po osiągnięciu wartości $2^n - 1$ wystąpi przepełnienie i rozpocznie się zliczanie od początku. W tym przypadku okres przebiegu cyfrowego będzie N–krotnie dłuższy od okresu przebiegu referencyjnego (N – liczba możliwych stanów akumulatora $= 2^n$):

$$T_{wy} = \frac{N}{f_r} = \frac{2^n}{f_r}$$

Jeżeli na wejściu B sumatora ustawimy wartość słowa programującego równą K > 1, w kolejnych cyklach zegara nastąpi zwiększenie zawartości akumulatora o liczbę K — proces opisany wyżej będzie się odbywał z okresem wystąpienia przepełnienia K-krotnie krótszym.

Działanie bloku pamięci próbek polega na przetworzeniu informacji o fazie sygnału na informację o jego amplitudzie. W tym celu w pamięci EPROM zaprogramowano przebieg sinusoidalny. Każdej kolejnej wartości słowa cyfowego z wyjść rejestru R2 zostaje przyporządkowana wartość amplitudy przebiegu sinusoidalnego. Policzenie próbek przebiegu wyjściowego jest równoważne policzeniu współrzędnych N punktów równo rozłożonych na okręgu w płaszczyźnie zespolonej, wyznaczającym fazę sygnału. Współrzędne tych punktów wynoszą kolejno:

$$EXP(j \cdot 0); \quad EXP(j \cdot \frac{2\Pi}{N}); \quad EXP(j \cdot \frac{2\Pi}{N} \cdot 2); \quad \ldots \quad EXP(j \cdot \frac{2\Pi}{N} \cdot (N-1))$$

W przypadku syntezy przebiegu sinusoidalnego, dla danej wejściowej równej i, blok pamięci powinien odpowiedzieć następującym sygnałem:

$$\sin\left(\frac{2\Pi}{N} \cdot i\right)$$

Dla szczególnego indeksu częstotliwości K (wartości słowa programującego), w kolejnych cyklach zegara argument ulega zwiększeniu o $(\frac{2\Pi}{N} \cdot K)$. Częstotliwość przebiegu wyjściowego jest więc określana wzorem:

$$f_{wy} = \frac{K}{N} \cdot f_r$$

Praktycznie uzyskiwany zakres częstotliwości wyjściowych wynosi od 0 do $f_r/2$ (twierdzenie o próbkowaniu Kotielnikowa–Shannona). Przy ograniczeniu: k = n–2 jest on zawężony od góry do wartości $f_r/4$ – przebieg o maksymalnej częstotliwości jest składany z czterech próbek. Umożliwia to rozsunięcie obszaru pracy syntezera i obszarów występowania efektów dyskretyzacji, co jest przedstawione na rys. 2.
W celu przetworzenia cyfowej informacji o amplitudzie sygnału na przebieg analogowy, jest stosowany przetwornik c/a oraz filtr dolnoprzepustowy.
Zadaniem filtru jest jak najlepsze wytłumienie składowych sygnału poza pasmem podstawowym. Obszar przepustowy filtru powinien się zawierać w przedziale (0; 0,25 f_r), a obszar zaporowy – (0,75 f_r;∞). Ponieważ podczas przestrajania syntezera częstotliwość zegarowa nie zmienia się, efekty dyskretyzacji znajdują się zawsze w obrębie obszarów zaznaczonych na rys. 2.

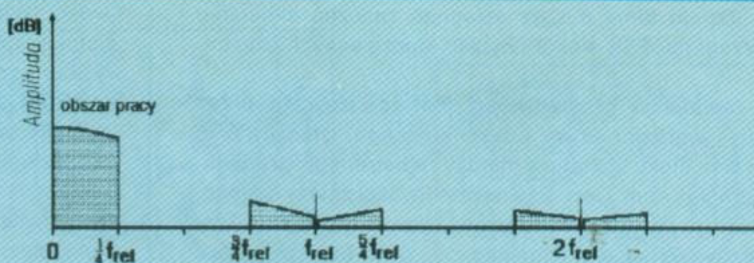
Szumy dyskretyzacji

Proces dyskretyzacji argumentu funkcji (w tym przypadku amplitudy) jest nazywany próbkowaniem, dyskretyzacja wartości funkcji (fazy) – kwantowaniem. Dobór parametrów jest narzucony przez analizę wprowadzanych do przebiegu wyjściowego zniekształceń.
Między wartością sygnału analogowego a jego wartością skwantowaną istnieje przypadkowa różnica, dla której wartość maksymalna wynosi połowę kwantu. Wprowadzany ciąg przypadkowych różnic nosi nazwę szumu kwantyzacji.

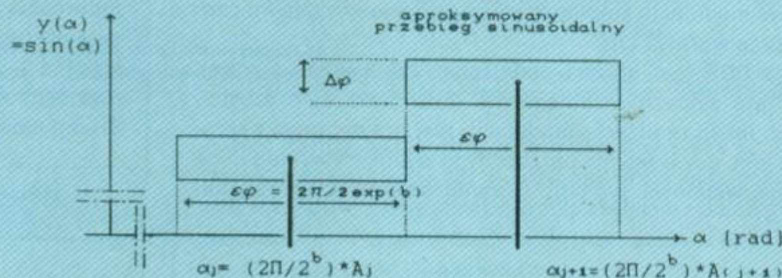
Tablica 1. Zależność wyjściowego stosunku sygnał/szum od liczby bitów, dyskretyzacji fazy i amplitudy

a \ b	8	12	13	16
8	37,0	49,9	49,9	49,9
10	37,0	60,0	61,8	62,0
12	37,0	61,0	67,0	74,0
16	37,0	61,1	67,1	85,1

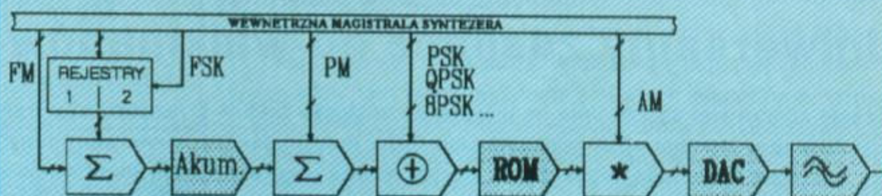
a – liczba bitów dyskretyzacji amplitudy
b – liczba bitów dyskretyzacji fazy



Rys. 2. Widmo sygnału wyjściowego DDS



Rys. 3. Powstawanie błędu dyskretyzacji fazy
εφ – błąd rozdzielczości fazy, φ – błąd amplitudy wywołany błędem εφ
Aj – zawartość akumulatora w j-tym cyklu zegarowym



Rys. 4. Możliwości uzyskania różnych rodzajów modulacji przy użyciu syntezera DDS

Stosunek sygnału P_s do szumu kwantowania N_α jest równy:

$$\frac{P_s}{N_\alpha}[dB] = 6{,}02\,a + 1{,}76$$

Oznacza to, że zwiększenie słowa kodowego amplitudy o jeden bit powoduje zwiększenie stosunku sygnału do szumu o 6,02 dB.

Typ próbkowania wykorzystany w zrealizowanym układzie jest określany mianem próbkowania z pamięcią, gdyż wartość funkcji jest utrzymywana przez okres przebiegu zegarowego. Przy użyciu w procesie dyskretyzacji fazy impulsów prostokątnych widmo sygnału jest splecione z przebiegiem typu sin (x)/x. Powoduje to zmniejszanie się amplitudy sygnału wyjściowego wraz ze wzrostem częstotliwości do około –0,45 dB na końcu zakresu. Zjawisko to może być skorygowane odpowiednią transmitancją filtru.

Częstotliwość próbkowania jest w procesie syntezy zawsze stała i równa częstotliwości zegarowej. Zmiana częstotliwości wyjściowej jest uzyskiwana jedynie przez zmianę liczby próbek tworzących jeden okres sygnału. Proces ten jest aproksymacją fazy przebiegu za pomocą przedziałów, które w bloku pamięci mają przyporządkowane sobie wartości amplitudy. Dla b–bitów dyskretyzacji fazy szerokość elementarnego przedziału wynosi: $2\Pi/2^b$. Do wyjścia jest doprowadzana próbka amplitudy należąca do przedziału fazy, wewnątrz którego znajdowałaby się faza idealnego przebiegu. Proces ten jest przedstawiony na rys. 3.

Szum N_φ wywołany przez dyskretyzację fazy jest podobny do szumu kwantyzacji. Wprowadzany stosunek do szumu jest nie gorszy niż:

$$\frac{P_s}{N_\varphi}[dB] = 6{,}02\,b - 11{,}19$$

Oznacza to, że zwiększenie rozdzielczości fazy o jeden bit powoduje poprawienie stosunku sygnału do szumu próbkowania fazy o 6 dB.

Wypadkowy szum analizowanych procesów dyskretyzacji jest kombinacją wektorową obu składników. Łączna wartość współczynnika szumów jest wyrażona wzorem:

$$\frac{P_s}{N}[dB] = -10\log\sqrt{0{,}44\cdot 2^{-4a} + 173{,}2\cdot 2^{-4b}}$$

Wyliczenia na podstawie powyższego wzoru zamieszczono w tabl. 1.

Dla poziomu kwantyzacji fazy równego 13 bitów oraz przy zastosowaniu 12–bitowego przetwornika c/a, odstęp sygnału do szumu jest nie gorszy niż 67 dB. W tym przypadku do realizacji bloku pamięci próbek jest wymagane zapamiętanie 8 k słów 12–bitowych. Wobec ciągle malejących cen pamięci półprzewodnikowych nie stanowi to ograniczenia. Zwiększanie długości akumulatora, a więc także długości rejestru programującego, a następnie odrzucenie najmniej znaczących bitów na wejściu bloku pamięci próbek, daje zysk w postaci wzrostu rozdzielczości częstotliwości wyjściowych.

Możliwości realizacji modulacji cyfrowych w syntezerze DDS

Rozbudowując schemat blokowy przedstawiony na rys. 1 niewielkim nakładem kosztów można uzyskać realizację podstawowych metod modulacji.

Możliwość uzyskania różnych rodzajów modulacji przy użyciu syntezera DDS przedstawiono na rys. 4.

Najprostsze w wykonaniu jest dwupunktowe kluczowanie fazy (ang.: Binary Phase Shift Keying – BPSK). Za skok fazy o połowę okresu odpowiada najbardziej znaczący bit adresujący Blok Pamięci Próbek, zamiana jego wartości na przeciwną spowoduje odwrócenie fazy w odtwarzanym przebiegu o Π. Ten rodzaj kluczowania realizuje jedna bramka EXOR sterowana zewnętrznym przebiegiem. Możliwe jest także wielokrotne kluczowanie fazy (QPSK, 8PSK...) z wykorzystaniem kolejnych mniej znaczących bitów.

Najprostsza realizacja kluczowania częstotliwości (ang.: Frequency Shift Keying – FSK) to zastosowanie dwóch rejestrów wejściowych multipleksowanych jednobitowym sygnałem. Kluczowanie FSK uwidocznia istotną cechę syntezy DDS – zmiana słowa ustalającego krok pracy akumulatora powoduje zmianę częstotliwości wyjściowej z zachowaniem ciągłości fazy sygnału. Oznacza to, że gdy przełączenie nastąpiło w momencie, w którym faza odtwarzanego sygnału f_1 wynosiła α^o, sygnał o częstotliwości f_2 będzie składany od tej właśnie

wartości. Dzięki temu można osiągnąć znaczne skupienie widma przebiegu FSK wokół obydwu kluczowanych częstotliwości.
Cyfrowa modulacja częstotliwości jest realizowana przez modyfikację wartości słowa programującego. Umożliwia to zastosowanie bloku sumatora między rejestrem programującym a akumulatorem. Dewiacja częstotliwości zależy od tego, na ilu bitach pojawia się zewnętrzny sygnał. Modulacja fazy jest realizowana w ten sam sposób, lecz blok sumatora znajduje się tym razem między akumulatorem a blokiem pamięci próbek.
Cyfrowa modulacja amplitudy wymaga zastosowania mnożącego przetwornika c/a.
Metoda DDS jest nowym podejściem do techniki syntezy. Umożliwia syntezę przebiegów w dużym zakresie częstotliwości, łatwą realizację modulacji, jest praktycznym narzędziem tam, gdzie nie ma narzuconych wysokich wymagań na czystość widmową sygnału. Ograniczenia wartości częstotliwości wyjściowych wynikają z czasu dostępu do układów w bloku pamięci próbek oraz czasu ustalania się sygnału na wyjściu przetwornika c/a. Zastosowanie gotowych pamięci typu ROM, zaprogramowanych specjalnie do celów DDS oraz specjalizowanych układów CMOS, umożliwia pokrycie zakresu częstotliwości od 0 do 30 MHz z dowolnie małym krokiem.
Wykorzystanie nowej, na razie bardzo drogiej technologii GaAs, otworzyło nowe drogi przed techniką DDS. Przykładem może tu być układ hybrydowy STEL–2173 amerykańskiej firmy STANFORD TELECOM. Jest to syntezer DDS sterowany częstotliwością zegarową 1 GHz, z akumulatorem 32–bitowym (co daje pokrycie pasma $0 \div 400$ MHz z krokiem wynoszącym 0,23 Hz). Ma 2–bitowe wejście modulacji fazy (BPSK, QPSK) oraz dwa 8–bitowe wyjścia z bloków pamięci próbek – sin i cos. Średni stosunek sygnału do szumu wynosi 50 dB. □

(Dalszy ciąg w następnym nrze)

klub młodych elektroników



Uniwersalny zasilacz do walkmanów

Jerzy Justat

Często zdarza się, szczególnie na urlopie, że w kiosku brak jest żądanego typu baterii do walkmana lub radia. Proponujemy wykonanie prostego zasilacza, w którym można regulować napięcie wyjściowe, a sam stabilizator może być zasilany z różnych źródeł napięcia, np.: z sieci lub akumulatora samochodowego, dwóch baterii 4,5 V. Zasilacz umożliwia ustalenie napięć wyjściowych 3 - 4,5 - 6 V. Układ został opracowany i praktycznie wypróbowany w laboratorium "Re".

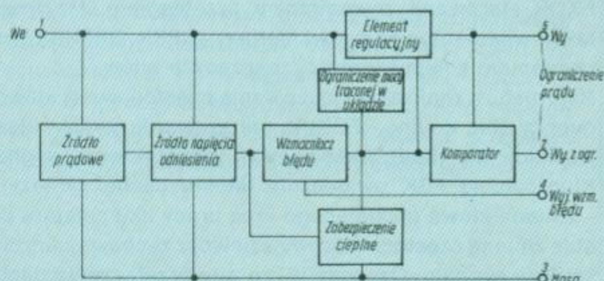
Urządzenie wykonano wykorzystując układ scalony L200 (SGS Thomson). Jest to stabilizator umożliwiający regulację napięcia wyjściowego w zakresie 2,86 V do 36 V i obciążenie prądem do 2 A.
Schemat blokowy układu scalonego przedstawiono na rys. 1. Układ zawiera źródło prądowe i wzorcowe napięcie odniesienia, element regulacyjny i wzmacniacz błędu. Wyposażony jest w obwody ograniczające prąd wyjściowy i moc traconą oraz w obwód zabezpieczający przed skutkami nadmiernego wzrostu temperatury struktury. Wejście i wyjście w praktycznych zastosowaniach jest zablokowane kondensatorami ograniczającymi wzmocnienie wewnętrznego wzmacniacza błędu dla zakresu w.cz. Mimo, że sygnały w.cz. nie występują w układzie, to ze względu na szerokopasmowe właściwości tranzystorów wzmacniacz błędu może stać się generatorem sygnału w.cz.
Do zbudowania stabilizatora potrzebne są tylko: dwa kondensatory i trzy rezystory. Schemat zasilacza przedstawiono na rys. 2. Rezystorem R3 ustala się wartość dopuszczalnego prądu obciążenia, określanego ze wzoru:

$$I_o = U_{5\text{-}2}/R3$$

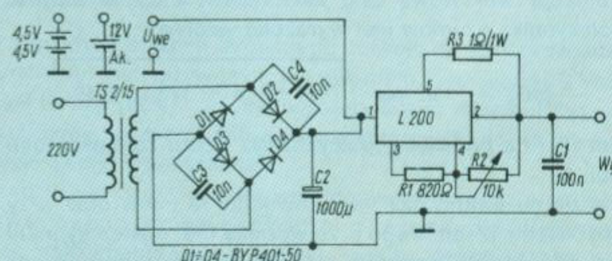
w którym: $U_{5\text{-}2} = 0{,}45$ V.
Wartość napięcia wyjściowego ustala się ze wzoru:

$$U_o = U_{ref} \cdot (1 + R2/R1)$$

w którym: $U_{ref} = 2{,}65 \div 2{,}85$ V
Układ stabilizuje żądaną wartość napięcia wyjściowego niezależnie od zmian napięcia zasilającego, dzięki czemu można zasilać układ z akumulatora samochodowego lub baterii 9 V utrzymując stałe napięcie na wyjściu. Do zasilania z sieci wykonano prostownik dwupołówkowy w układzie mostka Graetz'a. Bardzo ważne jest dobranie kondensatorów C2, C3, C4. Od ich wartości zależy eliminacja zakłóceń wpływających na jakość słyszanego dźwięku. Kondensatory blokujące C3, C4 eliminują przedostawanie się od strony sieci sygnałów w.cz., które po częściowej demodulacji w diodach prostowniczych mogłyby powodować zakłócenia w dołączonych do zasilacza urządzeniach. Kondensator C2 tłumi przydźwięk sieci.



Rys. 1. Schemat blokowy układu scalonego L200



Rys. 2. Schemat zasilacza

W tablicy przedstawiono podstawowe parametry układu scalonego L200.

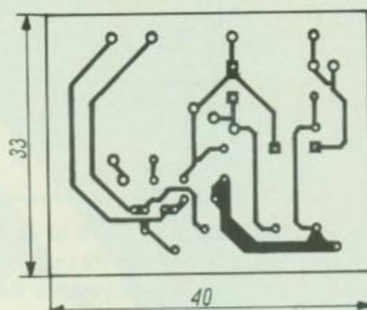
Uruchomienie

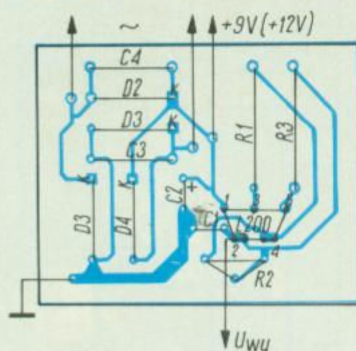
Większość walkmanów ma pobór prądu mniejszy od 180 mA. Zastosowano transformator TS 2/15 o parametrach: moc 2 VA, napięcie uzwojenia wtórnego 10,1 V, prąd 0,18 A.

Na rys. 3 i 4 przedstawiono płytkę drukowaną i rozmieszczenie elementów na płytce. Po zmontowaniu elementów i dołączeniu baterii 2x4,5 V do wejścia 1 należy potencjometrem R2 ustalić żądane napięcie wyjściowe, np. 4,5 V. Jeżeli przewiduje się wykorzystywanie jednego napięcia, potencjometr można zastąpić rezystorem o ustalonej wartości. Układ stabilizuje poprawnie, jeżeli różnica napięć między wejściem a wyjściem jest większa od 2 V. Dla napięcia wyjściowego 4,5 V układ bez obciążenia pobiera 7,5 mA. Następnie należy zmienić źródło zasilania z bateryjnego na sieciowe i sprawdzić prawidłowość stabilizacji na wyjściu układu. Napięcie wyjściowe powinno wynosić 4,5 V. Po dołączeniu walkmana należy sprawdzić jakość dźwięku i ewentualnie skorygować wartość kondensatora C2, jeżeli będzie występować przydźwięk sieci. Na zwarcie układ reaguje spadkiem napięcia wyjściowego do zera.

Aby w pełni wykorzystać zasilacz należy wykonać przewody dołączeniowe do zasilacza. W obudowie najlepiej zainstalować gniazda radiowe i wykonać przewody zakończone klemami umożliwiającymi dołączenie akumulatora samochodowego.

Zasilacz może być wykorzystany również do zasilania odbiorników radiowych małej mocy. W przypadku większego poboru prądu przez obciążenie należy zastosować transformator o większej mocy. □





Rys. 3. Płytka drukowana zasilacza
Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej zasilacza

Podstawowe parametry układu scalonego L200

Parametr	Jednostka	Wartość	Uwagi
Napięcie wejściowe U_{Imax}	V	40	
Impulsowe napięcie wejściowe U_{Ip}	V	60	10 ms
Prąd wyjściowy I_{Omax}	A	2	
Zakres napięć wyjściowych U_o	V	2,85 ÷ 36	
Napięcie odniesienia U_{ref}	V	2,65 ÷ 2,85	U_I = 20 V, I_O = 10 mA
Impedancja wyjściowa Z_o	mΩ	1,5	U_I = 10 V $U_o = U_{ref}$ I_o = 0,5 A f = 100 Hz
Temperatura pracy T	°C	−55 ÷ +150	

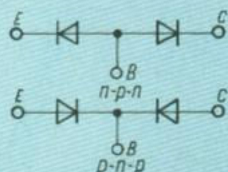
Tester polaryzacji

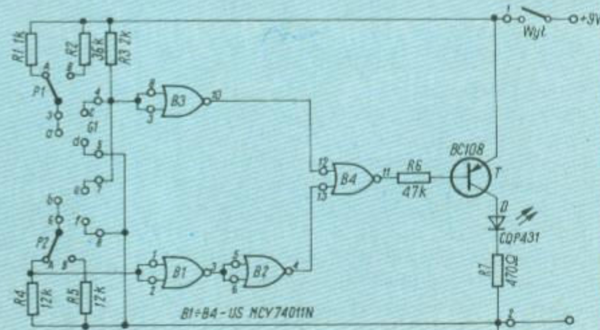
Leszek Halicki

Często mamy problem z określeniem wyprowadzeń kolektora, bazy i emitera tranzystora nie oznakowanego. Do tego celu jest bardzo pomocne proste urządzenie tzw. tester polaryzacji. Badanie tranzystora przeprowadza się w dwóch etapach. W pierwszym określa się wyprowadzenie bazy oraz typ tranzystora, w drugim zaś pozostałe wyprowadzenia. Poprawność dołączenia tranzystora jest sygnalizowana zapaleniem się diody świecącej. Tester został wykonany i praktycznie wypróbowany w laboratorium "Re".

Tranzystor można przedstawić schematycznie jako połączenie dwóch diod. I tak, np. tranzystor typu n-p-n można przedstawić na schemacie jako dwie diody połączone razem anodami, zaś tranzystor typu p-n-p jako dwie diody połączone razem katodami. Punkt wspólny tak połączonych diod wyprowadza się na zewnątrz obudowy tranzystora jako wyprowadzenie bazy. Pozostałe wyprowadzenia — anod w przypadku tranzystora p-n-p i katod w przypadku tranzystora n-p-n to wyprowadzenia emitera i kolektora (rys. 1). Traktując zatem tranzystor jako odpowiednie połączenie dwóch diod można w prosty sposób, przykładając napięcie określonej polaryzacji do wyprowadzeń tranzystora, określić. które wyprowadzenie jest bazą.

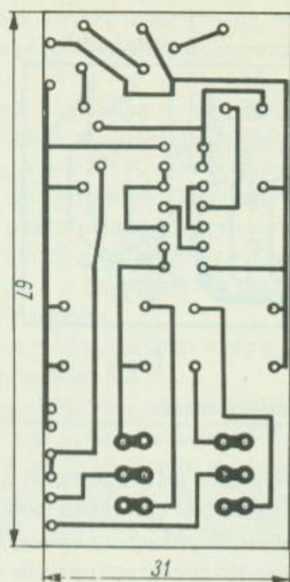
Na rys. 2 przedstawiono schemat testera. Do określenia wyprowadzeń nie oznakowanego tranzystora służą dwa gniazda pomiarowe G1 i G2. Do określenia wyprowadzenia bazy służą tylko dwa styki gniazd a i b. W trakcie tej próby oba przełączniki P1 i P2 powinny być ustawione w pozycji A. W stanie czuwania urządzenia, tj. gdy styki gniazd pomiarowych są nie obciążone, wejście 1, 2 negatora B1 jest połączone z masą układu przez rezystor R4. Na wyjściu 4 negatora B2 jest poziom niski L, natomiast na wyjściu 11 bramki B4 typu NOR jest poziom wysoki H, tranzystor T jest zatkany, dioda świecąca D nie świeci się. Gdy do styku



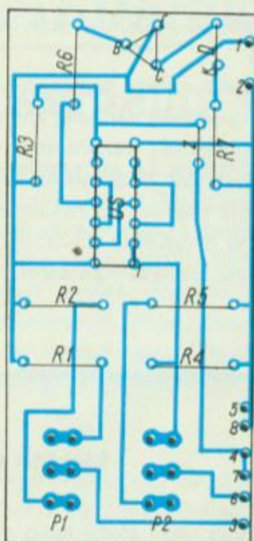


Rys. 1. Zastępczy schemat pomiarowy tranzystorów typu n-p-n i p-n-p

Rys. 2. Schemat testera polaryzacji



Rys. 3. Płytka drukowana tstera polaryzacji



Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej testera polaryzacji

a gniazda G1 dołączymy wyprowadzenie bazy tranzystora n-p-n, a do styku b gniazda G2 kolejno pozostałe wyprowadzenia, w obwodzie: plus zasilania, rezystor R1, styki A przełącznika P1, a i b gniazd pomiarowych, A przełącznika P2 i rezystor R4 popłynie prąd. Na rezystorze R4 powstanie spadek napięcia ok. 8 V wystarczający do tego, aby wejście 3 bramki B1 zmieniło stan. W efekcie wyjście 11 bramki B4 zmienia stan na L, wysterowując tranzystor T. Dioda D zaświeca się. Wskazuje to, że dołączone wyprowadzenie do styku a gniazda pomiarowego G1 jest wyprowadzeniem bazy, natomiast tranzystor jest typu n-p-n. Dołączenie wyprowadzenia bazy tranzystora n-p-n do styku b gniazda G2, a pozostałych wyprowadzeń kolejno do styku a gniazda G1 nie spowoduje zaświecenia się diody D, gdyż złącza badanego tranzystora są spolaryzowane zaporowo.

W przypadku tranzystora p-n-p dołączenie wyprowadzenia bazy do styku b gniazda G2, a pozostałych kolejno do styku a gniazda G1, spowoduje zaświecenie się diody D.

Drugi etap sprawdzania tranzystora polega na określeniu pozostałych wyprowadzeń, tj. emitera i kolektora. W tym celu np. tranzystor n-p-n umieszcza się w gnieździe G1, a p-n-p w gnieździe G2. Załóżmy, że jest sprawdzany tranzystor n-p-n. Na wstępie suwak przełącznika S1 ustawia się w pozycji B. Następnie wyprowadzenie bazy tranzystora badanego dołącza się do styku a natomiast pozostałe wyprowadzenia do styków c i d gniazda pomiarowego G1. Jeżeli kolektor tranzystora będzie dołączony do styku c, a emiter do styku d, to w obwodzie: plus napięcia zasilania, rezystor R3, złącze kolektor-emiter badanego tranzystora, masa układu, popłynie prąd. Na wejściu 9, 10 negatora B3 pojawi się stan L, na jego wyjściu 10 — stan H, na wyjściu 11 bramki B4 — stan L. Tranzystor T zostanie wysterowany, dioda D zaświeci się. Świadczy to o poprawnym dołączeniu wyprowadzeń badanego tranzystora w gnieździe G1. Podczas sprawdzania tranzystora n-p-n przełącznik P2 może być w dowolnej pozycji.

Sposób dołączenia badanego tranzystora do gniazd pomiarowych G1 i G2 wraz z ustawieniem przełączników P1 i P2

Baza	Kolektor	Emiter	P1	P2	LED D	Typ tranzystora
a	b	b	A	A	świeci się	n-p-n
a	c	d	B	—	świeci się	n-p-n
b	a	a	A	A	świeci się	p-n-p
b	f	e	—	B	świeci się	p-n-p

Podobnie sprawdza się tranzystor p-n-p. W takiej sytuacji przełącznik P2 powinien być ustawiony w pozycji B, pozycja suwaka przełącznika P1 nie jest istotna. Jeżeli bazę tranzystora badanego dołączymy do styku b gniazda G2, emiter do styku e, a kolektor do styku f, popłynie prąd w obwodzie: plus napięcia zasilania, rezystor R4, złącze emiter-kolektor tranzystora badanego i masa układu. Wejście negatora B3 zmieni stan na L, wyjście 11 bramki B4 też na L. Tranzystor T zostanie wysterowany, dioda D zaświeci się. Świadczy to o poprawnym dołączeniu wyprowadzeń tranzystora.

Wszystkie poprawne sposoby dołączenia wyprowadzeń badanego tranzystora do styków gniazd pomiarowych G1 i G2 wraz z odpowiadającymi im ustawieniami przełączników P1 i P2 są przedstawione w tablicy.

Tester jest zasilany ze źródła napięcia stałego 9 V, np. z baterii 6F22. Dzięki zastosowaniu układu scalonego CMOS pobór prądu przez urządzenie w stanie czuwania jest praktycznie niemierzalny. W trakcie pomiaru tranzystora pobór prądu nie przekracza 20 mA.

Na rys. 3 jest przedstawiony schemat płytki drukowanej testera, a na rys. 4 — rozmieszczenie elementów na płytce. Jako przełączniki P1 i P2 zastosowano przełączniki suwakowe typu 946.22.502 produkcji Zakładu Elementów Stykowych w Gniewie.

LITERATURA

Knigge V.: Polaritaets Tester. "Elektor" nr 8/1975

NOWOŚĆ! NOWY CA80

na profesjonalnej płytce i w obudowie!
CA80 to rewelacyjny, sprawdzony u 5000 użytkowników, mikrokomputer edukacyjny z 11-tomową dokumentacją, umożliwiający błyskawiczne poznanie mikroprocesorowej techniki sterowań i kontroli — nawet 14-latkom. Dla CA80 istnieje już kilkadziesiąt aplikacji. Oferujemy także inne, bardzo atrakcyjne urządzenia wykonane w technice mikroprocesorowej. Katalog — koperta zwrotna ze znaczkiem plus znaczek.

MIK "MIK" Stanisław Gardynik
05-090 Raszyn, Olszowa 68
RO/153/91

KINESKOPY KOLOROWE

- ZACHODNIE
- KRAJOWE
- JAPOŃSKIE

REGENERACJA WYMIANA
Inż. *Kazimierz Paprocki*
ul. Płońska 5
03-683 Warszawa
tel. 679-99-42
RO/123/92

E L J A R
ZAKŁAD ELEKTRONICZNY
Inż. *Zbigniew Jarzębiak*
ul. Komuny Paryskiej 36/40
95-100 Zgierz, tel. (0-42) 16 10 21
p o l e c a
PRZYRZĄDY DO SPRAWDZANIA
I REAKTYWACJI KINESKOPÓW
3 mierniki, 3 stopnie reaktywacji
Informacje bezpłatne!
RO/122/92

Ogólnopolska Sieć Przywoławcza POLPAGER

Dariusz Sypuła



Kieszonkowy odbiornik przywoławczy tzw. pager

Od Redakcji

W cieniu imprez związanych z Międzynarodowym Dniem Telekomunikacji, odbyła się w dniach 15-17 maja w Ameliówce koło Kielc (organizator — kielecki Oddział Izby Rzeczoznawców SEP) konferencja nt. "Radiokomunikacja ruchoma-lądowa, jej problemy organizacyjno-techniczne". Okazało się, że trzyletnia modernizacja polskiej telekomunikacji przynosi już efekty. Pojawiło się wiele firm polskich i zagranicznych oferujących różne systemy i urządzenia. Temat jest niezwykle aktualny i ciekawy, zamierzamy więc każdemu z tych systemów poświęcić oddzielny artykuł. Jako pierwszy wybraliśmy — Ogólnopolską Sieć Przywoławczą POLPAGER.

Współczesne społeczeństwo ze swoim wysokim tempem życia, szybkim przepływem informacji, koniecznością natychmiastowego podejmowania ważnych decyzji, wymaga systemów poszukiwania lub powiadamiania osób zmieniających miejsce pobytu w trakcie wykonywania obowiązków służbowych bądź w czasie wolnym. Porozumienie się z takimi osobami za pomocą telefonu jest często trudne lub wręcz niemożliwe. Z kolei zapewnienie łączności radiotelefonicznej na obszarze całego kraju jest przedsięwzięciem bardzo trudnym i bardzo kosztownym ze względu na budowę bardzo dużej liczby wielokanałowych, nadawczo-odbiorczych radiostacji bazowych, skomputeryzowanych central radiotelefonicznych oraz wysoki koszt indywidualnych urządzeń nadawczo-odbiorczych (telefonów).

Problem szybkiego porozumiewania się z osobami, których miejsce aktualnego pobytu nie jest znane, można rozwiązać przesyłając do nich drogą radiową sygnał przywoławczy. Po odebraniu takiego sygnału za pomocą osobistego odbiornika przywoławczego, osoba poszukiwana porozumiewa się z inicjatorem przywołania korzystając z sieci telefonicznej.

Forma informacji, którą odbiera abonent sieci przywoławczej (ang. paging network), jest uzależniona od zastosowanego w danej sieci systemu. Może stanowić kombinację kilku tonów (systemy "tone-only"), może być typu numerycznego (ciąg cyfr, np. numer telefonu osoby inicjującej przywołanie), alfanumerycznego (krótki tekst) lub głosowego (zakodowany cyfrowo głos podlega w odbiorniku przetworzeniu cyfrowo-analogowemu, z głośnika dobywa się krótki komunikat wypowiedziany przez inicjatora przywołania).

Rys historyczny

Najstarsze sieci przywoławcze miały charakter profesjonalny i realizowały lokalne poszukiwanie pracowników przedsiębiorstwa (np. kombinatu przemysłowego, kopalni odkrywkowej) lub instytucji (szpitala, hotelu). Transmisja sygnałów była realizowana w zakresie częstotliwości naddźwiękowych przez pętlę indukcyjną, która obejmowała obszar działania sieci (były to sieci lokalne o małym zasięgu). Abonent przywoływany otrzymywał sygnał akustyczny oznaczający konieczność skontaktowania się z centralą abonencką lub osobą z góry ustaloną.

W miarę rozwoju radiokomunikacji ruchomej pojawiły się pierwsze systemy przywoławcze o dużym zasięgu, z transmisją radiową, początkowo analogowe (informacja przywoławcza była kodowana tonowo), potem cyfrowe (z kodowaniem cyfrowym). Obecne rozwiązania publicznych sieci przywoławczych wykorzystują wyspecjalizowane nadajniki radiokomunikacyjne, pracujące w zakresie częstotliwości 138 ÷ 174 MHz lub nadajniki radiofoniczne UKF-FM. W tym ostatnim rozwiązaniu następuje zwielokrotnienie kojarzące analogową transmisję programu radiofonicznego z cyfrowymi sygnałami przywoławczymi (sygnał przywoławczy moduluje podnośną 57 kHz dodawaną do całkowitego sygnału stereofonicznego). Łączna liczba abonentów sieci przywoławczych w skali światowej jest obecnie szacowana na kilkanaście milionów, a więc nie dorównuje liczbie abonentów profesjonalnych sieci radiokomunikacji ruchomej lądowej, ale przewyższa liczbę abonentów publicznych sieci w naszym kraju.

Organizacja Ogólnopolskiej Sieci Przywoławczej POLPAGER

W sieci POLPAGER wykorzystano system przywoławczy MBS (ang. MoBile Soking — przywołanie abonenta ruchomego), zastosowany po raz pierwszy w Szwecji w 1978 r. Do emisji sygnału przywoławczego w tym systemie wykorzystuje się funkcjonujące na danym obszarze nadajniki radiofonii programowej UKF-FM. Umożliwia to stworzenie sieci przywoławczej dużego zasięgu działania dosyć małym nakładem środków i w krótkim czasie.

Ogólnopolska Sieć Przywoławcza składa się z centrali przywoławczej w Warszawie, lokalnych koncentratorów (lokalnych terminali przywoławczych) rozmieszczonych w kilku miastach Polski, sieci linii telekomunikacyjnych, rozsyłających sygnał danych przywoławczych z centrali do nadajników oraz z sieci nadajników FM pracujących w zakresie 65 ÷ 74 MHz. Wykorzystano wszystkie nadajniki (29) będące w gestii CRiT, nadajnik telewizyjny w Warszawie, pracujący w 2 kanale VHF, a także nadajniki rozgłośni komercyjnych — Radia Zet i Radia Solidarność. Schemat budowy sieci przedstawiono na rys. 1, rozmieszczenie nadajników oraz zasięg odbioru sygnału przywoławczego — na rys. 2.

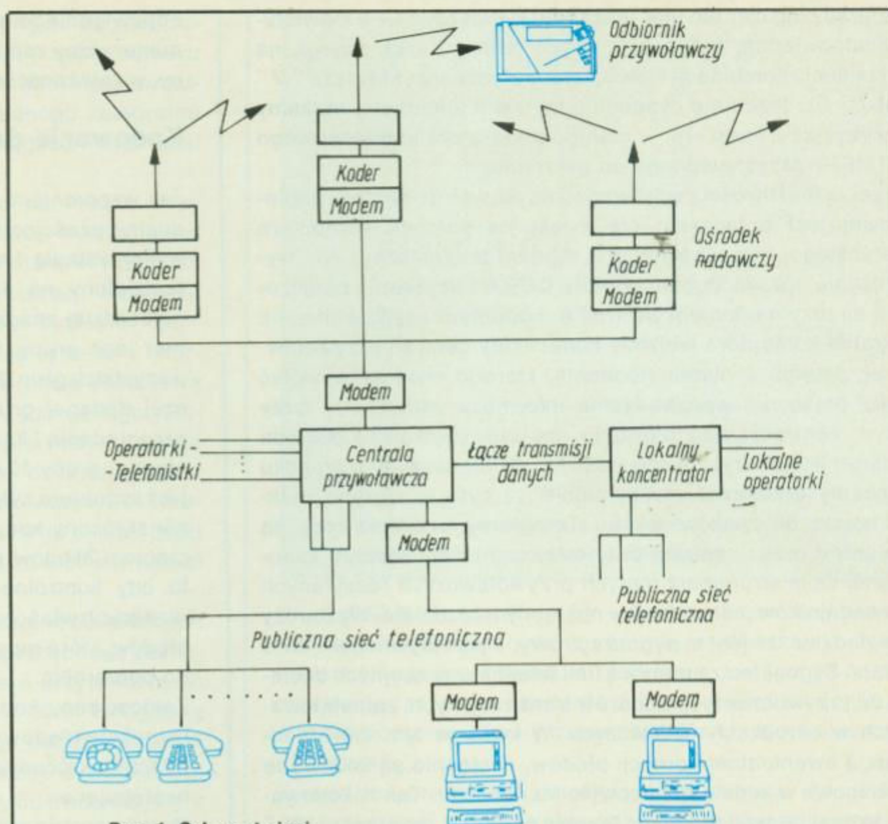
Od podniesienia słuchawki do otrzymania przywołania

Potrzebny jest szybki kontakt ze współpracownikiem. Dzwonimy do pracy — nie ma, do domu — też go nie ma, do zaprzyjaźnionej firmy — wyszedł pół godziny wcześniej. Co robić? Jeżeli osoba poszukiwana ma przy sobie odbiornik przywoławczy (ang. pager) — (fot.), to w ciągu 30 s może otrzymać przywołanie.

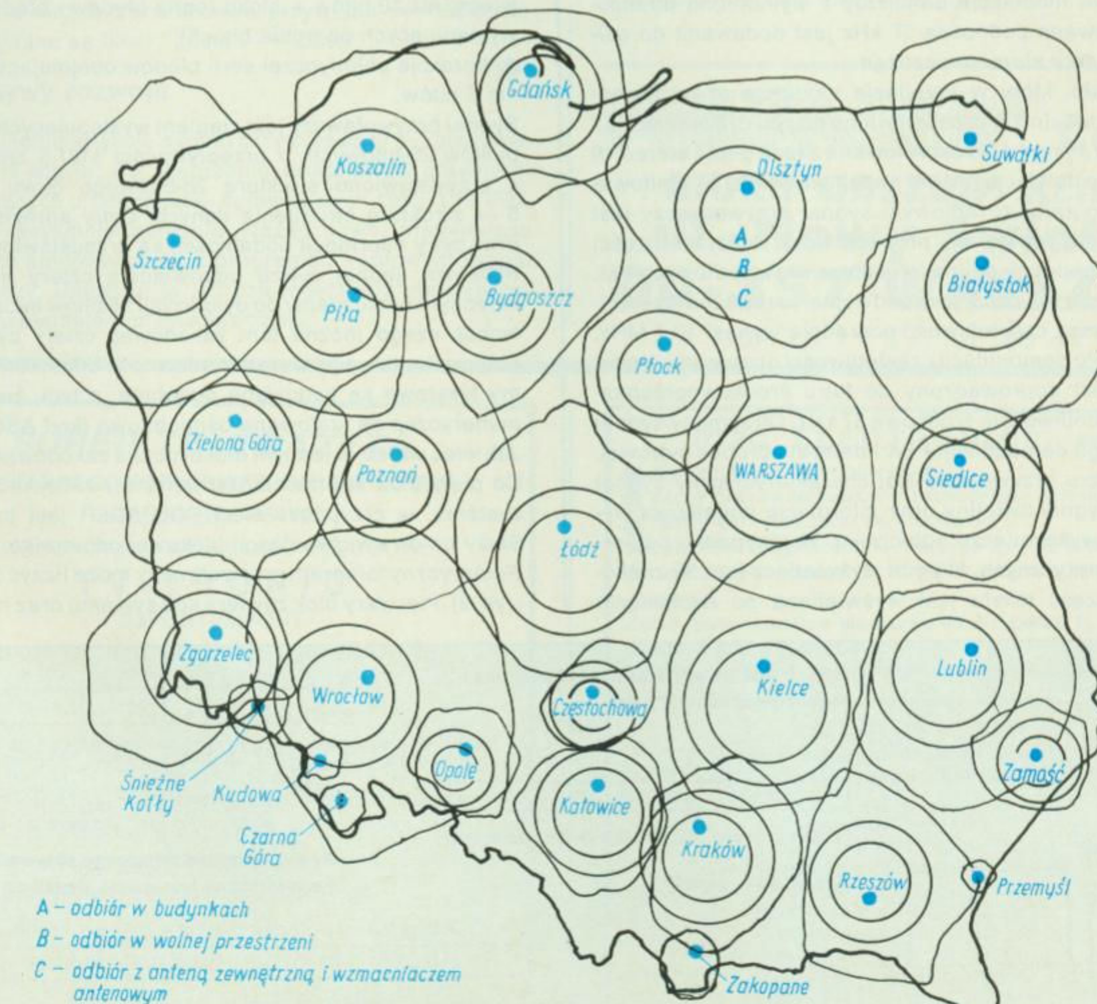
Istnieją trzy możliwości przekazania telegramu przywoławczego do centrali przywoławczej w Warszawie. Sposób najprostszy, to zadzwonienie do telefonistki-operatorki ze służby przywoławczej i przekazanie jej polecenia wywołania abonenta o określonym numerze i określonej informacji dodatkowej, wyświetlanej na wyświetlaczu odbiornika. Informacja

dodatkowa może być tekstem, jeśli abonent sieci posiada odbiornik alfanumeryczny lub ciągiem cyfr w przypadku wysyłania przywołania do odbiornika numerycznego. Operatorki systemu znajdują się w Warszawie i w miastach, w których są terminale lokalne systemu (koncentratory). Przywołanie możemy także wprowadzić do centrali w pełni automatycznie, bez pośrednictwa osób trzecich. W tym przypadku wykręcamy numer centrali przywoławczej (0-99) oraz sześciocyfrowy numer indywidualny odbiornika. Komputer centrali sprawdza, czy abonent o żądanym numerze znajduje się w banku abonentów i jeśli jest, centrala odpowiada charakterystycznymi trzema tonami zachęty. W tym momencie możemy przekazać informację dodatkową.

Jeżeli dysponujemy nowoczesnym telefonem, który ma możliwość pracy w trybie wybierania tonowego (tzw. kod DTMF — cyfrom 0÷9 klawiatury oraz znakom specjalnym "☆", " " odpowiadają sygnały o określonej częstotliwości), to przestawiamy telefon w ten tryb pracy i naciskając przyciski klawiatury wysyłamy do



Rys. 1. Schemat sieci przywoławczej POLPAGER



Rys. 2. Rozmieszczenie nadajników emitujących sygnał przywoławczy

centrali ciąg cyfr lub liter (każdemu klawiszowi 1÷9 klawiatury odpowiadają trzy litery, wybór jednej z nich polega na wciśnięciu kombinacji klawisza numerycznego, klawisza "☆" lub " "). Jeżeli nie dysponujemy takim telefonem, możemy skorzystać z beep'era — małego generatora kodu tonowego DTMF — przystawionego do mikrofonu.

Trzecią możliwością wprowadzenia danych do centrali pagingowej jest połączenie się z nią za pomocą komputera osobistego, wyposażonego w modem telefoniczny. Po "wykręceniu" przez modem numeru 0-9909 i uzyskaniu połączenia między modemem centrali a modemem użytkownika, na ekranie komputera widzimy komunikaty centrali przywoławczej, pytania o numer abonenta, którego chcemy wywołać oraz polecenia wprowadzenia informacji dodatkowej, przy czym. centrala sama informuje, czy dany użytkownik posiada odbiornik numeryczny czy tekstowy. W pierwszym przypadku możemy przekazać maksymalnie 12 cyfr. w drugim maksymalnie 68 znaków tekstu. Telegramy przywoławcze są zbierane przez centralę przywoławczą i odpowiednio kodowane. Opis strumienia danych przywoławczych rozsyłanych do nadajników jest podany w następnym rozdziale. Wystarczy powiedzieć, że jest to sygnał cyfrowy, o przepływności 1187,5 bita/s. Sygnał ten za pomocą linii telekomunikacyjnych dociera do przywoławczych koderów transmisyjnych, zainstalowanych w ośrodkach nadawczych. W koderze tym dane podlegają ewentualnej korekcji błędów, następnie są kodowane różnicowo w kodzie różnicowym Manchester. Tak zakodowany sygnał danych moduluje fazowo przebieg zegarowy 1187,5 Hz, dając w rezultacie sygnał bifazowy modulujący amplitudowo — po filtracji FDP 2400 Hz — podnośną 57 kHz (dwuwstęgowa modulacja amplitudy z wytłumioną podnośną). Zmodulowana podnośna 57 kHz jest dodawana do całkowitego sygnału stereofonicznego.

Widmo sygnału, który w rezultacie moduluje częstotliwościowo nośną nadajnika, przedstawiono na rys. 3. Podnośna 57 kHz, której faza jest ściśle skorelowana z fazą pilota stereo 19 kHz, powoduje dewiację nośnej nadajnika 3 kHz. Wyemitowany wraz z programem radiowym sygnał przywoławczy jest odbierany przez odbiornik przywoławczy, który w części radiowej jest podobny do innych odbiorników radiowych FM. Cechą charakterystyczną jest podwójna przemiana częstotliwości. Pierwsza częstotliwość pośrednia wynosi 10,7 MHz, druga 1 MHz. Po demodulacji częstotliwości otrzymany sygnał akustyczny jest doprowadzony do filtru środkowoprzepustowego z częstotliwością środkową 57 kHz. Otrzymany sygnał danych podlega demodulacji PSK i dalszej obróbce cyfrowej. Efektem odbioru przywołania jest charakterystyczny sygnał dźwiękowy, sygnał świetlny oraz informacja dodatkowa wyświetlana na wyświetlaczu odbiornika. W przypadku odbiorników alfanumerycznych, których wyświetlacz jest 32-znakowy, dalsza część tekstu jest wyświetlana po naciśnięciu odpowiedniego przycisku (scrollowanie ekranu). Odbiornik numeryczny zapamiętuje do pięciu przywołań, alfanumeryczny, w zależności od długości odbieranych tekstów, od 4 do 14.

Kodowanie danych przywoławczych

Jak wspomniano, każdy odbiornik przywoławczy ma indywidualny, sześciocyfrowy numer. Daje to teoretyczną możliwość wykorzystania 1 mln odbiorników. Cały park odbiorników jest podzielony na 100 grup, tzw. grup 10-tysięcznych. Dwie najbardziej znaczące cyfry numeru odbiornika stanowią numer jego grupy. Przywołania są transmitowane po kolei do wszystkich grup. Brak przywołań w banku centrali przywoławczej dodanej grupy w danej chwili powoduje przejście do przeglądania i kodowania telegramów przywoławczych z następnej grupy 10-tysięcznej. Sygnał danych przywoławczych jest sygnałem cyfrowym. Do kodowania danych wykorzystuje się skrócony kod cykliczny Kasami (26, 16). Słowo kodu jest ciągiem 26 bitów, przy czym 16 bitów to bity informacyjne, a 10, to bity kontrolne. Dodawanie bitów kontrolnych do bitów niosących właściwą informację, umożliwia detekcję i korekcję błędów, które mogą powstać w procesie transmisji od centrali do odbiornika.

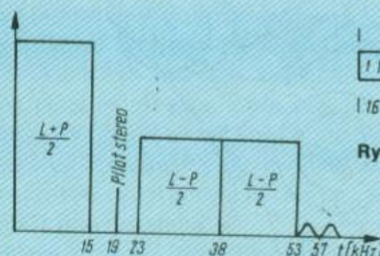
Zastosowany kod jest optymalnym ze względu na detekcję i korekcję błędów seryjnych (tzn. występujących na kolejnych bitach), skróconym kodem cyklicznym. Właściwości kodu są następujące:

- wykrywanie wszystkich błędów pojedynczych i podwójnych w bloku;
- wykrywanie pojedynczej serii błędów, obejmującej nie więcej niż 10 bitów w bloku (seria błędów - błędy na kolejno występujących po sobie bitach);
- korekcja pojedynczej serii błędów obejmującej nie więcej niż 5 bitów.

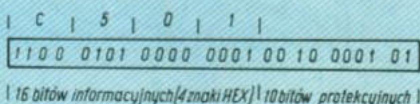
Sygnał przywoławczy jest ciągiem występujących bez przerw bloków 26-bitowych, o przepływności 1187,5 bita/s. Na rys. 4 przedstawiono strukturę 26-bitowego bloku, a na rys. 5 — strukturę strumienia danych. Cyfry adresu odbiornika oraz cyfry informacji dodatkowej są przedstawione w kodzie HEX, tzn. jednej cyfrze odpowiadają cztery bity (rys. 4). W jednym bloku mamy do dyspozycji 16 bitów informacyjnych, wobec czego można tam zakodować cztery cyfry numeru odbiornika lub numerycznej informacji dodatkowej. Telegramy tekstowe są kodowane podobnie, z tym, że znaki alfanumeryczne są kodowane ośmiobitowo (kod ASCII).

Jak więc widać, w jednym bloku można zakodować dwa znaki. Co piąty blok strumienia danych musi zaczynać się kodem systemu, w przypadku sieci POLPAGER jest to kod "C5". Służy on do synchronizacji blokowej odbiornika.

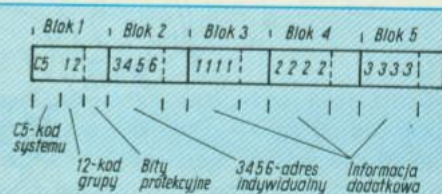
Numeryczny telegram przywoławczy może liczyć 2÷5 bloków (rys. 6). Pierwszy blok zawiera kod systemu oraz numer grupy



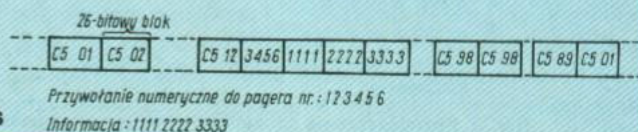
Rys. 3. Widmo sygnału stereofonicznego wraz z podnośną 57 kHz



Rys. 4. Blok danych



Rys. 6. Przykład telegramu przywoławczego z numeryczną informacją dodatkową



Rys. 5. Strumień danych przywoławczych w systemie MBS

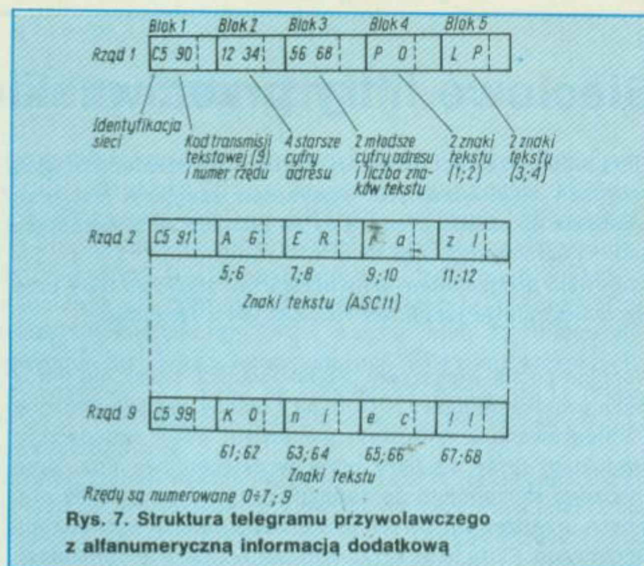
10-tysięcznej (dwie najbardziej znaczące cyfry adresu odbiornika). Drugi blok zawiera pozostałe cztery cyfry numeru odbiornika. Bloki 3, 4, 5 zawierają ciąg cyfr informacji dodatkowej (maks. 12 cyfr). Liczba bloków jednego telegramu przywoławczego jest uzależniona od długości informacji dodatkowej.

Telegram alfanumeryczny przedstawiono na rys. 7. Przy maksymalnej długości informacji dodatkowej — 68 znaków — liczy on 45 bloków. Każde pięć bloków stanowi rząd. Jak wspomniano, z uwagi na wymóg synchronizacji blokowej, każdy rząd zaczyna się blokiem z kodem systemu "C5". Pozostałe 8 bitów pierwszego bloku zajmuje cyfra 9 — informacja o tym, że telegram jest z testową informacją dodatkową — oraz cyfra 0÷9, oznaczająca numer rzędu danego telegramu przywoławczego. Pozostałe bloki w pierwszym rzędzie niosą informację o numerze odbiornika, do którego jest adresowane przywołanie, długości — liczbie znaków — informacji tekstowej oraz pierwsze cztery znaki tego tekstu. Bloki 2, 3, 4, 5 w pozostałych rzędach zawierają zakodowany tekst informacji dodatkowej.

Jak wspomniano, przywołania są transmitowane do kolejnych grup 10-tysięcznych. Z uwagi na systemy oszczędnego zasilania, odbiornik włącza się na ok. 2 s, odbiera przywołania do jego grupy, a następnie wyłącza się na ok. 30 s. Telegramy przywoławcze są tak kodowane, że odstęp między ostatnim przywołaniem w danej grupie 10-tysięcznej a pierwszym przywołaniem w tej grupie w następnym cyklu transmisyjnym — okres repetycji — wynosi minimum 1494 bloki, czyli 32 711 s. W systemie MBS, w sygnale przywoławczym nie ma przerw. Jeżeli nie ma przywołań w danej grupie, a z uwagi na okres repetycji nie można transmitować przywołań do następnej grupy, wysyłane są bloki "puste" — "C598".

Perspektywy rozwoju

W czasie pisania artykułu sygnał przywoławczy był emitowany przez 33 stacje. Po stworzeniu uregulowań prawnych, umożliwiających uruchomianie komercyjnych stacji UKF-FM, ich liczba radykalnie wzrośnie. Każda nowo uruchomiana stacja może emitować wraz z programem radiowym sygnał przywoławczy. Umożliwi to jeszcze lepsze niż obecnie pokrycie kraju sygnałem przywoławczym.



Rys. 7. Struktura telegramu przywoławczego z alfanumeryczną informacją dodatkową

Uruchomianie koncentratorów — lokalnych terminali przywoławczych — połączonych z centralą w Warszawie liniami transmisji danych, powoduje ułatwienie dostępu do centrali przywoławczej przez abonenta publicznej sieci telefonicznej, a także poprawę jakości transmisji danych przywoławczych do centrali.

Trwają też prace nad umożliwieniem dostępu do centrali przywoławczej z sieci teleksowej, nad możliwością przesyłania telegramów przywoławczych za pomocą fax'u. W ostatniej fazie są przygotowania do połączenia centrali POLPAGER z systemem poczty elektronicznej POLKOM. □

POLPAGER® Co. Ltd
BIURO OBSŁUGI KLIENTA
ul. Nowy Świat 68
00-357 WARSZAWA
fax 26 19 89, tel. 26 49 28

SUPER TELEGAZETA
DO KAŻDEGO ODBIORNIKA TVC Z PILOTEM
PRZEDSIĘBIORSTWO
PRODUKCYJNO-HANDLOWO-USŁUGOWE
TV–TRONIC
EXPORT-IMPORT
95-035 OZORKÓW, UL. LISTOPADOWA 28
TEL./FAX. 18-12-83 lub 18-11-74
TEL. 18-19-89, TLX. 884495
SUPER TELEGAZETA
NOWATORSKIE ROZWIAZANIA PROGRAMOWE:
- szybki dostęp do 32 stron !!!
- programowanie stron stałych
UNIKALNE WYKONANIE TECHNICZNE:
- montaż techniką powierzchniową
- układ eliminacji drgań TXT
ROCZNA GWARANCJA - ATRAKCYJNA CENA
SUPER TELEGAZETA
RO/145/92

RTVC ELECTRONICS POLECA
- Kursy napraw magnetowidów
- Kursy napraw telewizorów zachodnich i polskich
- Schematy i instrukcje serwisowe do:
telewizorów, magnetowidów, i innego sprzętu elektronicznego
Za zaliczeniem pocztowym 30 tys. wysyłamy Katalog schematów + cennik.
Zamówienia na adres **Warszawa 65 skr. poczt. 11 lub pod telefonem 15-52-35 w Warszawie.**
RO/183/92

ELTRON electronic s.c.
50-053 Wrocław, ul. Szewska 3, fax: 071/441141
tel.: 071/442532 lub 071/445071 w. 251
PROPONUJE:

HC 3500T	Multimetr HUNG CHANG (U/I/R/F/C/T do 1200°C) z czujnikiem	980 000,-
TEK 7603	Oscyloskop Tektronix 2 x 80 MHz	8 500 000,-
AD 565 AJN	Przetwornik c/a 12 bit / 250 ns	275 000,-
AD 570 JD	Przetwornik a/c 8 bit / 40 μs	75 000,-
AD 571 JD	Przetwornik a/c 10 bit / 40 μs	198 000,-
AD 574 AJN	Przetwornik a/c 12 bit / 25 μs	290 000,-
MAC 08	Multiplexer 8 na 1 = MUX 08	68 000,-
MAB 16	Multiplexer 16 na 1 = MUX 16	72 000,-

oraz szeroki asortyment innych elementów elektronicznych.
RO/147/92

Sieciowe filtry przeciwzakłóceniowe

Leszek Halicki

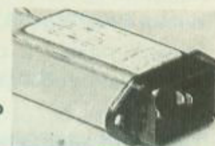
Filtry przeciwzakłóceniowe są niezbędnym elementem wielu urządzeń elektronicznych. Większość zakłóceń jest przeznaczona do układu urządzenia za pomocą sieci zasilającej napięcia zmiennego 220 V.
Krajowym producentem wytwarzającym sieciowe filtry przeciwzakłóceniowe jest firma FILTERCON z Radomia.

Wspólną cechą większości produkowanych przez nią filtrów jest niewielka obudowa wykonana z blachy głęboko tłoczonej i zintegrowana z gniazdem sieciowym (fot.). Najnowszym produktem firmy są filtry przeciwzakłóceniowe Fpz, przeznaczone szczególnie do zabezpieczania komputerów oraz innych urządzeń cyfrowych przed zakłóceniami pochodzenia sieciowego. Filtry te są produkowane w czterech odmianach: FW — zintegrowane z gniazdem sieciowym, FM — do obwodów drukowanych, FD — do mocowania za pomocą obejm o przekroju okrągłym, FP — do mocowania za pomocą obejm o przekroju prostokątnym.
Filtry serii Fpz są układami umieszczonymi w obudowie wykonanej z blachy aluminiowej.
Na rys. 1 jest przedstawiony schemat dwóch wersji filtru: zintegrowanej z gniazdem sieciowym (a) i pozostałych (b). Na pierścieniowym rdzeniu ferromagnetycznym nawinięto dwa uzwojenia tworzące dławik 2xL, na wejściu dławika umieszczono kondensator C1 wykonany w klasie X2, zaś na wyjściu dwa kondensatory C2 i C3 tworzące wspólnie kondensator współosiowy wykonany w klasie Y.

Parametry filtru

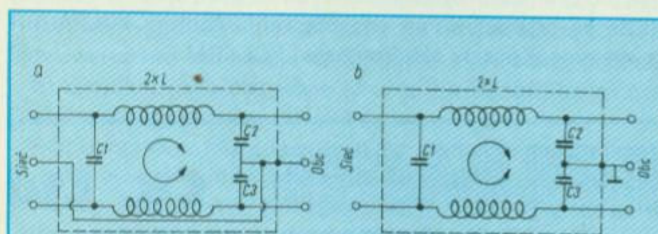
Napięcie znamionowe:	U_N = 250 V~, 50/60 Hz
Prąd znamionowy:	maks. 3 A
Zakres temperatur pracy:	$-10^{\circ}C \div +40^{\circ}C$
Przyrost temperatury filtru przy prądzie znamionowym:	$< 20^{\circ}C$
Spadek napięcia na filtrze przy maksymalnym obciążeniu:	< 0,7 V
Rezystancja obu linii filtru dla prądu stałego:	280 mΩ
Maksymalny prąd upływu przy 1,1 U_N:	< 0,5 mA
Zakres pojemności C1:	10 ÷ 100 nF
Pojemności C1 i C2:	2500 pF
Zakres indukcyjności L:	100 μH ÷ 3 mH.

Wymiary filtru zależą od wersji. Dla zintegrowanej z gniazdem sieciowym wynoszą: długość maks. 69 mm, szerokość puszki

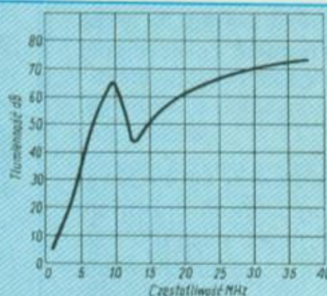


Widok sieciowego filtru przeciwzakłóceniowego z zintegrowanym gniazdem sieciowym

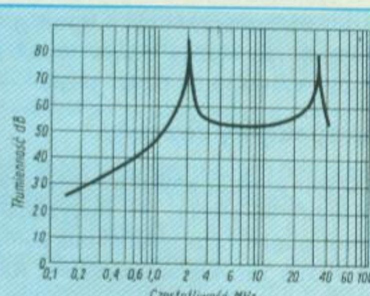
metalowej 29,5 mm (gniazda 49 mm), wysokość puszki metalowej 20 mm (gniazda 22 mm).
Inną grupę filtrów przeciwzakłóceniowych stanowią filtry serii FPz produkowane w siedmiu odmianach: F01-2, F02-2, F03-3, F04-4, F05-6, F06-1 i F07-1. Zaprojektowano je do tłumienia zakłóceń pochodzących z tyrystorowych urządzeń sterujących, nadają się też do tłumienia zakłóceń sieciowych w sprzęcie komputerowym. Filtr wyposażono w gniazdo sieciowe (z wtykiem) zintegrowane z obudową. Poszczególne odmiany filtru różnią się głównie prądem znamionowym, który określa ostatnia cyfra w oznaczeniu filtru. I tak, np. filtr F01-2 ma prąd znamionowy rzędu 2 A. Wszystkie odmiany filtru pracują poprawnie w zakresie temperatur od $-10^{\circ}C$ do $+40^{\circ}C$ przy parametrach sieci zasilającej 220 V~, 50 Hz lub 240 V~. Przyrost temperatur dla wszystkich wykonań filtrów nie przekracza 20°C, zaś maksymalny prąd upływu przy napięciu sieci równym 1,1 $U_N \leq 0,5$ mA. W zależności od wykonania filtru zmienia się rezystancja obu jego linii dla prądu stałego i wynosi odpowiednio dla ww. odmian: 2 x 280 mΩ, 2 x 280 mΩ, 2 x 100 mΩ, 2 x 70 mΩ, 2 x 40 mΩ, 2 x 700 mΩ i 2 x 1200 mΩ. Filtry o mniejszym prądzie znamionowym są szczególnie zalecane do tłumienia szybkich impulsów napięciowych, a to z uwagi na zastosowanie cewek o większej indukcyjności.
a rys. 2 przedstawiono przykładową krzywą tłumienia filtru FPz-F04-4 w funkcji częstotliwości, zmierzoną na analizatorze widma firmy Wandel & Goltermann przy poziomie sygnału wejściowego 0 dB. Wszystkie krzywe tłumienia zdjęto dla sygnału asymetrycznego i dla impedancji 50 Ω.
statnim typem filtrów, są filtry przeciwzakłóceniowe serii FPpz, o zastosowaniu podobnym jak opisane powyżej. Umieszczono je również w obudowie kubkowej z blachy głębokotłoczonej zintegrowanej z gniazdem sieciowym. W porównaniu z filtrami serii Fpz i FPz filtry serii FPpz mają nieco inną charakterystykę tłumienia w funkcji częstotliwości.
Na rys. 3 przedstawiono typową charakterystykę tłumienności dla filtru FPpzF01-03. Jak widać, krzywa tłumienności ma dwa maksima przy 2 MHz i ok. 30 MHz. □



Rys. 1. Schemat filtru serii Fpz
a – dla filtru z zintegrowanym gniazdem sieciowym,
b – dla pozostałych



Rys. 2. Charakterystyka tłumienności filtru FPz-F04-4



Rys. 3. Charakterystyka tłumienności filtru FPpzF01-03

SYSTEM
ELEMENTY ELEKTRONICZNE
87-115 TORUŃ 16 tel. 480-222 fax 455-170
SYSTEM biuro handlowe. TORUŃ ul. Kusocińskiego 3 oprócz sobót 10-16
OFERTĘ tylko dla firm wysyłamy listownie GRATIS

Monolityczne przekaźniki półprzewodnikowe ze sprzężeniem optycznym (3)

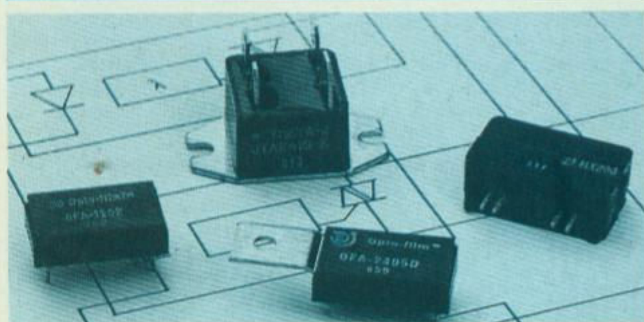
Marek Dras

Przekaźniki półprzewodnikowe prądu zmiennego średniej mocy

Przekaźniki PPSO przeznaczone do przełączania prądów zmiennych od 0,5 do kilkudziesięciu amperów działają na podobnej zasadzie jak przekaźniki małosygnałowe. Różnią się od nich elementami przełączającymi, którymi są tyrystory lub triaki.

Konstrukcja przekaźnika zostanie opisana na przykładzie przekaźnika typu OPTOFILM firmy C.P. Clare. Przekaźnik zawiera układ sterujący z diodą elektroluminescencyjną, sprzężoną optycznie z układem detekcji przejścia przez zero i z fototyrystora, oraz w zależności od zastosowania dodatkowego triaka. Przekaźniki są produkowane w obudowach 6-końcówkowych typu DIL lub w obudowach specjalnych (rys. 12).

Na rysunku 13a przedstawiono schemat przekaźnika z fototyrystorami TF1, TF2 jako elementami przełączającymi. Po wysterowaniu dioda elektroluminescencyjna D1 emituje promieniowanie podczerwone, które oświetla złącze baza-kolektor wewnętrznego tranzystora zastępczego TK (rys. 13b).



Rys. 12. Obudowy przekaźników półprzewodnikowych prądu zmiennego

Wywołuje to przepływ prądu wewnątrz struktury tyrystora, między anodą i katodą. Przy odpowiednio dużym oświetleniu fototyrystor TF1 zaczyna przewodzić, ale żeby tyrystor TF1 przewodził, tranzystor T1 (rys. 13a) musi być zatkany, żeby nie zwierał w tyrystorze bramki z katodą.

Przewodzący tranzystor T1 ma zbyt małą rezystancję, aby generowany światłem prąd bramki IG1 wywołał na nim spadek napięcia, przy którym fototyrystor zacząłby przewodzić. Tranzystor T1 przewodzi, gdy dodatnia połówka napięcia doprowadzonego między anodę i katodę fototyrystora TF1, ma dostatecznie dużą amplitudę aby przez rezystor polaryzujący RB1 go nasycić. Gdy napięcie to zmniejszy się, tranzystor T1 zostanie zatkany i fototyrystor TF1 będzie przewodził, ponieważ bramka będzie na potencjale wyższym niż katoda. Opisana zasada włączania nosi nazwę włączania przy przejściu przez zero (ang. zero crossing turn on).

Fototyrystor może zostać włączony, gdy napięcie doprowadzone do końcówek przekaźnika będzie mieć wartość bliską zera, tworząc pewne napięciowe włączenia. Wartość tego napięcia włączającego zależy od wartości rezystora RB1.

Gdy rezystor RB1 ma dużą rezystancję, wtedy tranzystor T1 nie może szybko przejść w stan przewodzenia i wartość napięcia włączenia wzrasta. W wyniku tego fototyrystor może zacząć przewodzić przy wyższym napięciu dołączonym do końcówek przekaźnika. Gdy fototyrystor nie jest oświetlony, nie ma zjawiska wewnętrznego generowania prądu bramki i fototyrystor nie może być włączony.

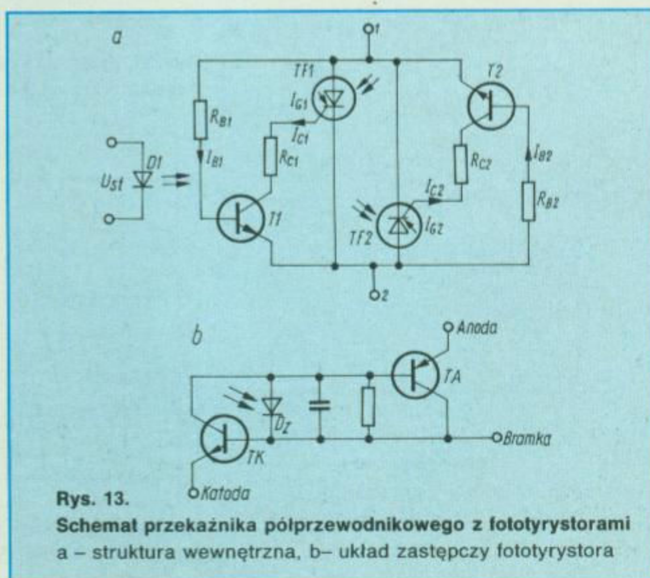
Przy dużych napięciach dołączonych do zacisków przekaźnika może przypadkowo włączyć się fototyrystor mimo dużej wartości rezystora RB1 i przewodzenia tranzystora T1.

Opisana zasada działania dotyczyła zasilania fototyrystora TF1 i tranzystora T1 dodatnią połówką przełączanego napięcia zmiennego. Aby przekaźnik przewodził sygnały zmiennoprądowe w obu kierunkach, zastosowano drugi identyczny układ, z fototyrystorem TF2 i tranzystorem T2, dołączony odwrotnie niż układ z fototyrystorem TF1 i tranzystorem T1. Fototyrystory TF1 i TF2 są oświetlane jednocześnie przez diodę D1 i przewodzą każdy dla innej połówki okresu przełączanego napięcia.

Główną zaletą włączania przy przejściu przez zero jest zmniejszenie impulsów prądowych, np. przy włączaniu lamp żarowych i obciążeń pojemnościowych. Drugą zaletą jest brak zakłóceń elektromagnetycznych generowanych szczególnie przy szybkozmiennych obciążeniach. Włączanie przy przejściu przez zero jest stosowane przy przełączaniu obciążeń typu rezystancyjnego, mających niewielkie dodatkowe składowe szybkozmienne i indukcyjne. Wielofazowe silniki z rozruchem indukcyjnym i zwarte silniki synchroniczne przedstawiają sobą duże indukcyjności, jednak nie stwarzają poważnych problemów z zakłóceniami przy włączaniu, ponieważ narastanie prądu na obciążeniach indukcyjnych rozpoczyna się od wartości zerowej i zmienia się wolno. Również wyłączanie fototyrystorów nie następuje bezpośrednio po zakończeniu sterowania światłem z diody D1, lecz dopiero w momencie, gdy prąd obciążenia osiągnie wartość zerową (rys. 14).

Przy obciążeniu rezystancyjnym napięcie i prąd są w tej samej fazie i wyłączanie przekaźnika przy wartości zerowej nie zakłóca pracy fototyrystora. Przy obciążeniach reaktancyjnych (pojemnościowe, indukcyjne) napięcie i prąd nie są w fazie i mimo że przekaźnik rozłącza obwód przy minimalnym prądzie, to na jego wyprowadzeniach napięcie może być duże, a nawet maksymalne. Najbardziej niekorzystne jest przerwanie prądu przy obciążeniu indukcyjnym, ponieważ powstają duże przepięcia, które mogą powodować np. ponowne włączenie tyrystora. Przypadków takich należy unikać.

Do przełączania dużych prądów zmiennych stosuje się przekaźniki półprzewodnikowe typu POWER BLOCK. Zawierają one dodatkowy triak, którego bramka jest dołączona do układu z fototyrystorami (rys. 15).

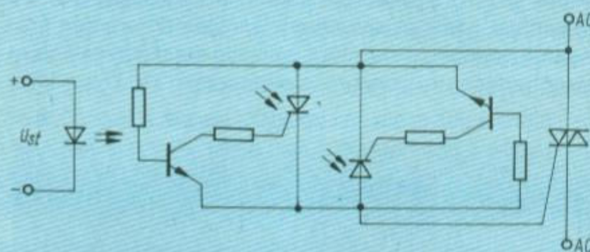


Rys. 13.
Schemat przekaźnika półprzewodnikowego z fototyrystorami
a – struktura wewnętrzna, b– układ zastępczy fototyrystora

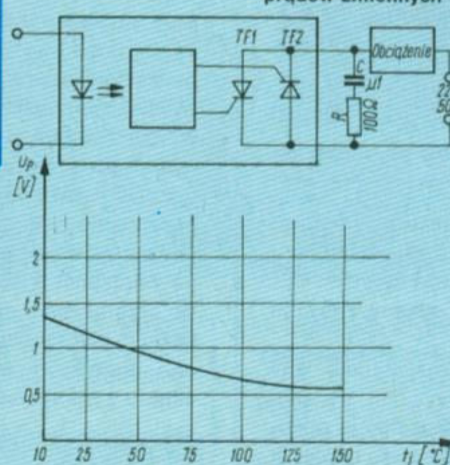
Przekaźnik działa podobnie jak wcześniej opisany, z tym, że w wyniku zastosowania triaka włączenie przekaźnika następuje bezpośrednio po wysterowaniu układu światłem z diody D1. Przekaźnik ten włącza obciążenia przy każdej wartości prądu i dlatego mogą powstawać przepięcia w układzie przełączanym. Rezystancja triaka w stanie przewodzenia jest mała i dlatego przekaźnik może przełączać większe prądy niż jego odpowiednik z fototyrystorami w tej samej obudowie.
Gdy współczynnik mocy zapewniający włączenie tyrystora lub triaka jest zbyt mały, należy dołączyć układ przesuwnika fazowego w postaci układu szeregowego RC (rys. 16).
Układ ten dodatkowo ogranicza szybkość narastania napięcia na zaciskach przekaźnika zabezpieczając w ten sposób fototyrystor lub triak przed przypadkowym włączeniem.
Minimalna szybkość zmian napięcia przełączanego, która może spowodować uszkodzenie fototyrystora (triaka) lub jego przypadkowe włączenie w momencie, gdy dioda D1 nie jest wysterowana, nazywana jest krytyczną szybkością zmian napięcia przełączonego. Pewną niedogodnością przekaźników PPSO prądu zmiennego jest ograniczenie minimalnej wartości prądu jaki jest w stanie przewodzić fototyrystor lub triak. Parametr ten jest zwany prądem podtrzymania.
Przekaźniki monolityczne przełączają prądy od 5 mA do 20 A. Do przełączania większych prądów wykorzystuje się przekaźniki hybrydowe. Przełączają one prądy do 100 A. Do monolitycznego układu detekcji przejścia przez zero są dołączone w nich dyskretne tyrystory lub triaki oraz układy przesuwnika fazowego. W stosunku do przekaźników monolitycznych charakteryzują się one co najmniej trzykrotnie większymi wymiarami oraz wyższą ceną.
Na rys. 17 przedstawiono przebieg zmian napięcia Up na przewodzącym przekaźniku w funkcji temperatury złącza tj, na rys. 18 charakterystykę prądowo-napięciową przekaźnika z fototyrystorami.
Porównanie właściwości przekaźników półprzewodnikowych na duże prądy zmienne z przekaźnikami mechanicznymi przedstawiono w tablicy 3. W tablicy 4 przedstawiono parametry przekaźników firm C.P. Clare i OPTO-22 (USA).

Zastosowania przekaźników półprzewodnikowych

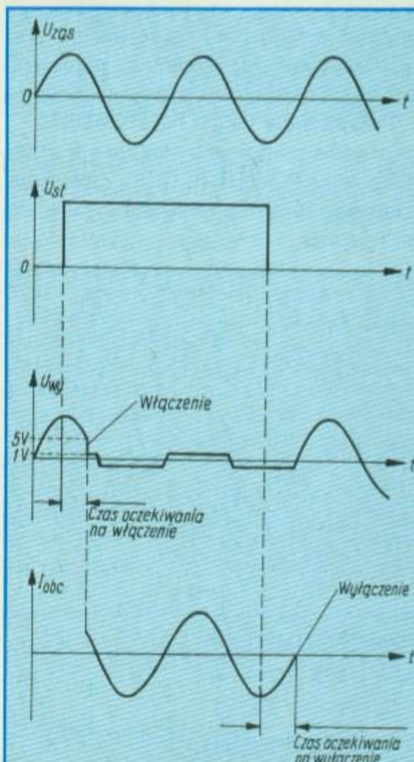
Przekaźniki PPSO coraz częściej wypierają przekaźniki mechaniczne oraz są wprowadzane do nowych dziedzin w których ich specyficzne właściwości są szczególnie przydatne.
Przekaźniki małosygnałowe są stosowane w telekomunikacji, w urządzeniach zbierania danych, w sterownikach procesów przemysłowych, w elektronicznych systemach alarmowych, przyrządach pomiarowych, urządzeniach medycznych itp. W tych zastosowaniach wykorzystuje się przede wszystkim następujące własności przekaźników: bezstykowe przełączanie sygnałów stało- i zmiennoprądowych, odporność na zakłócenia, izolację optyczną, niegenerowanie zakłóceń, brak odbić zestyków, praktycznie nieograniczony czas eksploatacji, małe wymiary i bardzo mały pobór mocy. Na rys. 19



Rys. 15. Schemat elektryczny przekaźnika PPSO dla dużych prądów zmiennych

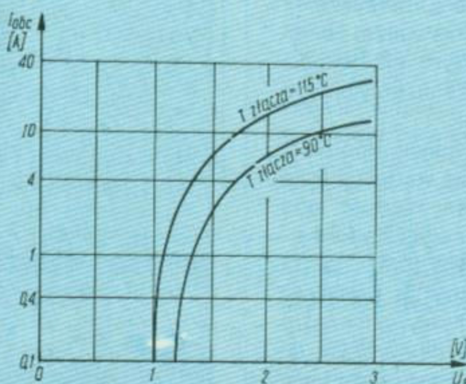


Rys. 16. Schemat zabezpieczenia przekaźnika przed przypadkowym włączeniem

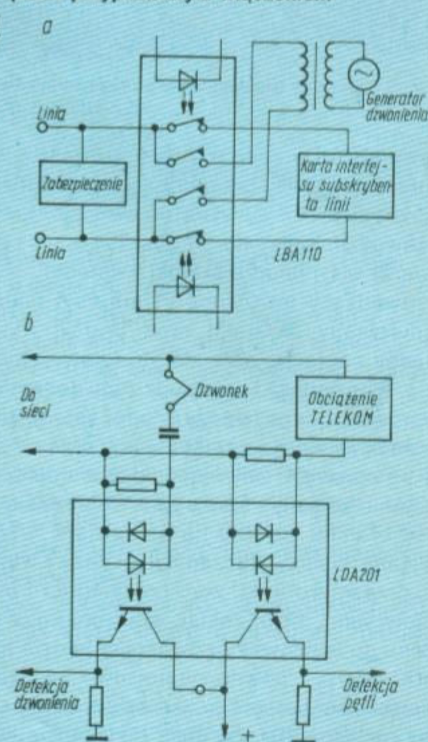


Rys. 14. Przebiegi elektryczne przy włączaniu i wyłączaniu fototyrystora

Rys. 17. Zależność zmian napięcia na przewodzącym przekaźniku od temperatury złącza



Rys. 18. Charakterystyka prądowo-napięciowa przekaźnika z fototyrystorami



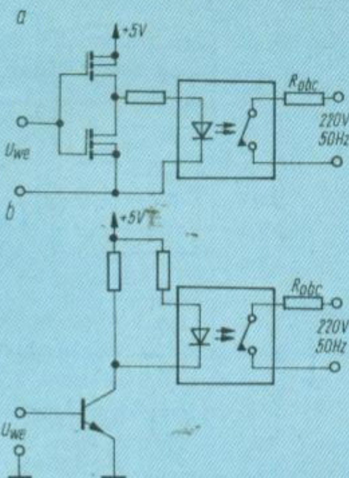
Rys. 19. Schematy zastosowań przekaźników małosygnałowych w telekomunikacji
a – przy przełączaniu sygnałów,
b – w elektronicznych systemach telefonicznych

T a b l i c a 3. **Porównanie właściwości monolitycznych przekaźników półprzewodnikowych dla dużych prądów zmiennych (OPTO, FILM, POWER BLOCK) z przekaźnikami mechanicznymi**

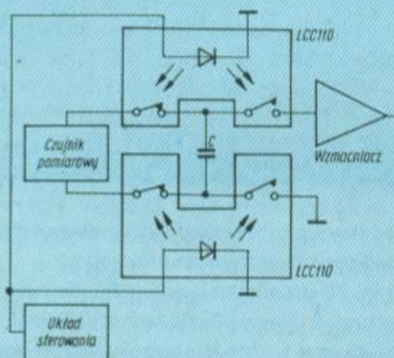
Parametr	Przekaźnik półprzewodnikowy	Przekaźnik mechaniczny
Wymiary	Bardzo małe wymiary, obudowy: 6-końcówkowe typu DIL, SIP; specjalne 20x30 mm	Wymiary częściowo porównywalne z największymi przekaźnikami półprzewodnikowymi lub większe
Moc wysterowania	Bardzo mała, ok. 10 mW	Duża, ok. 0,5÷2 W
Maksymalne przenoszone prądy	Do 40 A	Do 50 A i więcej
Przełączane sygnały, charakterystyka prądowo-napięciowa	Tylko prądy zmienne, nieliniowa charakterystyka w zakresie małych napięć i prądów, nie przenosi małych prądów	Stałe i zmiennoprądowe, liniowa charakterystyka w całym zakresie
Gwarantowany czas życia, niezawodność	Ze względu na brak ruchomych części i zużywających się elementów praktycznie nieograniczona liczba zadziałań i nieograniczony czas życia, brak zabezpieczeń przed zwarciem	Ze względu na zużywające się ze styki maksymalna liczba zadziałań ok. 1 mln, w ograniczonym stopniu odporny na krótkotrwałe zwarcie
Rezystancja w stanie zwarcia zestyku	0,15 Ω, wartość stała w czasie niezależna od liczby zadziałań, zmienna z temperaturą	Od kilkudziesięciu mΩ, zmienna w czasie, stabilna w funkcji zmian temperatury
Rezystancja w stanie wyłączenia	100 kΩ, stabilna w czasie	Praktycznie równa rezystancji izolatora, na którym zamocowano zestyki
Wytwarzanie samoistnych zakłóceń elektromagnetycznych	Małosygnałowe nie wytwarzają, przekaźniki z triakiem na wyjściu mogą wytwarzać	Wytwarza, bardzo duże
Odporność na zakłócenia	Wrażliwość na bardzo duże i szybkie zmiany napięcia i prądu	Bardzo silne pola magnetyczne zewnętrzne mogą powodować przypadkowe zadziałanie przekaźnika
Odbijanie zestyków niepewność łączenia, iskrzenia i generowanie łuku elektrycznego	Brak odbić, bo nie ma zestyków, nie wytwarza iskrzenia ani łuku, nie potrzeba stosowania układów ograniczających narastanie napięcia	Odbicie zestyków w czasie przełączania, iskrzenia i wytwarzanie łuku, potrzeba stosowania układów gaszących
Prąd upływu w czasie rozwarcia	≤1 mA, wartość zmienna wraz z temperaturą	≤0,05 μA
Łączenie równoległe zestyków	Niemożliwe, przekaźnik ma tylko jeden zestyk	Możliwe łączenie wielu zestyków
Dopuszczalne napięcie wsteczne	Do 600 V	Do 2000 V i więcej
Dopuszczalne napięcie przebicia między układem sterowania i zestykami	Do 4 kV napięcia skutecznego, różnica napięć nie ma wpływu na pracę przekaźnika	Do 4 kV napięcia skutecznego, różnica napięć nie ma wpływu na pracę przekaźnika
Szybkość działania, maksymalna częstotliwość przełączania	20÷500 Hz	0÷200 Hz
Odporność na wstrząsy i wibracje, hermetyczność	Całkowita niewrażliwość na wstrząsy i wibracje, układy półprzewodnikowe zalane w hermetyczną obudowę, nie wrażliwe na wilgoć	Wrażliwość na silne wstrząsy i wibracje, niektóre rodzaje mogą mieć obudowy hermetyczne, wrażliwe na wilgoć.

T a b l i c a 4. Parametry przekaźników monolitycznych prądu zmiennego

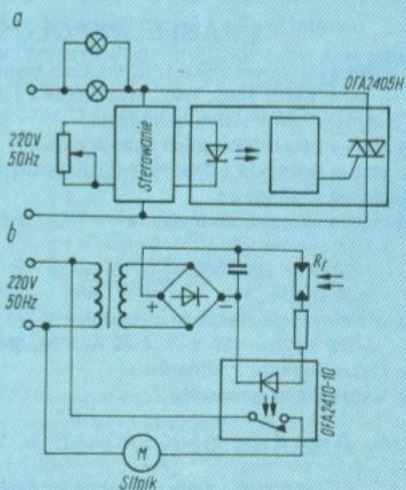
Typ, firma Parametr	PS 2401 C.P. Clare	JT 2415 C.P. Clare	240D3 OPTO-22	240D25 OPTO-22
Rodzaje zestyków	Normalnie Rozwarte (fototyrystor)	Normalnie Rozwarte (triak)	Normalnie Rozwarte (fototyrystor)	Normalnie Rozwarte (fototyrystor)
Parametry zestyków (napięcie, prąd)	500 V, 1 A (skut.)	500 V, 15 A (skut.)	500 V, 3 A (skut.)	500 V, 25 A (skut.)
Zakres częstotliwości pracy	20÷500 Hz	20÷500 Hz	25÷65 Hz	25÷65 Hz
Spadek napięcia w stanie zwarcia zestyku	1,4 V	1,5 V	1,6 V	1,6 V
Prąd upływu na rozwartych zestykach	1 mA (500 V)	1 mA (500 V)	2,5 mA (500 V)	14 mA (500 V)
Krytyczna szybkość zmian napięcia przełączanego	1200 V/μs	75 V/μs	200 V/μs	200 V/μs
Maksymalne dopuszczalne napięcie między układem sterowania i zestykami	3750 V	4000 V	4000 V	4000 V
Napięcie i prąd sterujący	1,4 V, 10 mA	4÷26 V, 16 mA	3÷32 V	3÷32 V
Temperatura pracy	−40°÷+85°C	−25°÷+75°C	−40°÷+100°C	−40°÷+100°C
Obudowa, wymiar (mm)	6-końcówkowa DIL	31x21x20	44x47x23	44x47x23



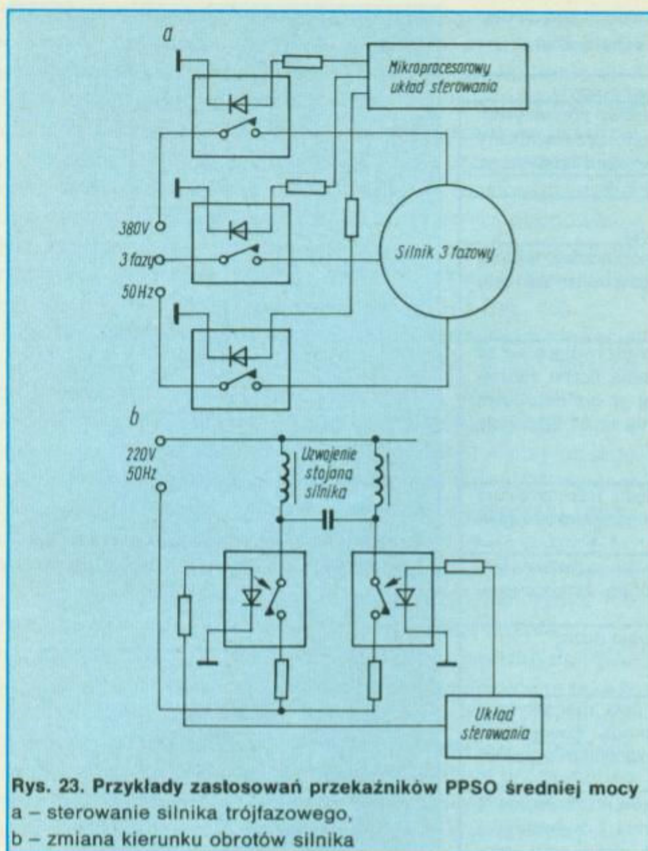
Rys. 20. Schemat sterowania przekaźnika
a – układem scalonym, b – tranzystorem



Rys. 21. Przykład zastosowania małosygnałowych przekaźników PPSO w układzie zbierania danych z pływającym kondensatorem



Rys. 22. Schematy zastosowań przekaźników PPSO średniej mocy
a – układ regulacji jasności żarówek, b – układ optycznego sterowania pracą silnika

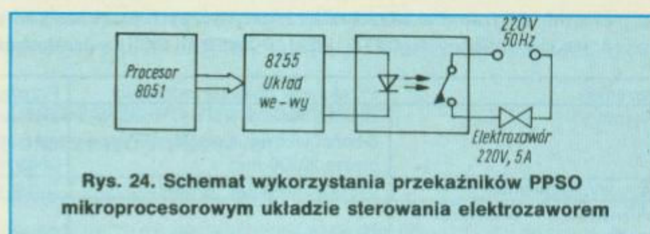


Rys. 23. Przykłady zastosowań przekaźników PPSO średniej mocy
a – sterowanie silnika trójfazowego,
b – zmiana kierunku obrotów silnika

przedstawiono przykłady zastosowań przekaźników półprzewodnikowych w telekomunikacji

Na rys. 20 przedstawiono przykłady sterowania przekaźników półprzewodnikowych układem scalonym lub tranzystorem. Układy te są identyczne dla przekaźników małosygnałowych i dla przekaźników na duże prądy. Na rys. 21 przedstawiono sposób wykorzystania przekaźników w układzie zbierania danych.

Przekaźniki na duże prądy są stosowane przede wszystkim w układach sterowania pracą silników elektrycznych jedno- i wielofazowych, silników krokowych, w sterownikach przemysłowych, w układach regulacji oświetlenia i ogrzewania elektrycznego, w urządzeniach elektrycznych dla gospodarstwa domowego itp.



Rys. 24. Schemat wykorzystania przekaźników PPSO mikroprocesorowym układzie sterowania elektrozaworem

Na rys. 22 przedstawiono przykłady wykorzystania przekaźników na duże prądy w urządzeniach powszechnego użytku. Na rys. 23 są przedstawione przykłady zastosowań tych przekaźników do sterowania pracą silników, a na rys. 24 — w układzie mikroprocesorowego sterowania elektrozaworem. Ponieważ przekaźniki półprzewodnikowe nie wytwarzają iskrzeń, są szczególnie zalecane do urządzeń pracujących w niebezpiecznych atmosferach gazowych, np. w kopalniach, przemyśle chemicznym itp.

Przekaźniki PPSO są coraz częściej stosowane w miejsce przekaźników mechanicznych zwłaszcza, że ceny przekaźników małosygnałowych są porównywalne z ceną odpowiadających im przekaźników mechanicznych. Przekaźniki półprzewodnikowe na duże prądy są obecnie najwyżej dwukrotnie droższe od analogicznych przekaźników mechanicznych i ceny ich stale maleją.

Dodatkowe informacje na temat przekaźników półprzewodnikowych firmy C.P. Clare można uzyskać w PAE "Radiotechnika", Wrocław, ul. Sienkiewicza 6.

LITERATURA

[1] Maliniak D.: "FOCUS ON Solid State Relays". Electronic Design. August 25, 1988
[2] "Switches and Relays – the μP Interface". Electronic Industry November 1985
[3] NEC, Opto-Coupled MOS FET Relays, Katalog 1990
[4] OPTO-22, Solid State Relays, Katalog 1988
[5] Toshiba, Optoelectronic Semiconductors, Katalog 1984
[6] C.P. Clare, Catalog 220, 1991
[7] Pietro Duminuco, "Optomos Solid State Relays" CP Clare Application Note 1991 □

ZŁĄCZA WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI i KABLE WSPÓŁOSIOWE

- pełen asortyment złącz BNC do sieci komputerowych + narzędzia
- N, SMA, SMB, SMC, TNC, TWIN, TRIAX i inne
- adaptory, terminatory, narzędzia
★ **złącza do kabli płaskich i kable płaskie**
★ **złącza DIN41612 i DIN41617 (EUROCARD)**
★ **złącza szufladowe**
★ **złącza okrągłe, wielostykowe**
  - 1-12 styków, 250 V~, 3...5 A
  - 1-52 styki, 200-3000 V~, 13-150 A
  - 2-28 styków, 350 V~, 16 A, IP65
★ **wielostykowe złącza przemysłowe**
  - 3-128 styków, 380 V~, 8-70 A, IP54, IP65
★ **złącza lotnicze i militarne**
★ **złącza światłowodowe**

firmy **Amphenol**-CORPORATION

PRZEKAŹNIKI KONTAKTRONOWE
★ na kontaktronach suchych i nawilżanych rtęcią
★ w obudowach DIL SIL i specjalnych
★ ilość zadziałań do 10^9 razy
★ przełączanie sygnałów do 100 VA
★ częstotliwość przełączania do 500 Hz

RO/039/92

- przekaźniki półprzewodnikowe z izolacją optyczną do przełączania sygnałów stało- i zmiennoprądowych
- przekaźniki półprzewodnikowe z izolacją optyczną do przełączania prądu zmiennego do 15 A
- odgromniki miniaturowe do zabezpieczania układów i urządzeń przed przepięciami oraz wyładowaniami elektrostatycznymi i atmosferycznymi

firmy **CP Clare** INTERNATIONAL

Oferuje Radiotechnika jako oficjalny przedstawiciel firmy AMPHENOL GmbH Austria i C.P. CLARE Belgia

a ponadto oferuje własne wyroby
- OSCYLOSKOPY ELEKTRONICZNE
- ELEKTRONICZNE DIAGNOSKOPY SAMOCHODOWE
- ANALIZATORY SPALIN SAMOCHODOWYCH
- ULTRADŹWIĘKOWE ODSTRASZACZE GRYZONI


PRZEDSIĘBIORSTWO APARATURY ELEKTRONICZNEJ SPÓŁKA Z O.O.
radiotechnika
UL. H. SIENKIEWICZA 6, 50-335 WROCŁAW TEL. 22-86-91 DO 97, TLX 0711222B, TEL/FAX 22-46-55

Pragnąc, chociażby w skromnym zakresie, zadość uczynić życzeniom wielu naszych Czytelników, upominających się o publikowanie w RADIOELEKTRONIKU artykułów dotyczącym podstaw elektryki i elektroniki oraz biorąc pod uwagę dotkliwy niedostatek popularnej literatury technicznej na rynku księgarskim, wprowadzamy nowy dział – Poradnik radioelektronika. Będą w nim zamieszczane krótkie artykuły na wybrane tematy, wyjaśniające istotę opisywanych zjawisk i podające praktyczne wskazówki projektowania i obliczania układów. Oczekujemy, że Czytelnicy – po zapoznaniu się z kilku pierwszymi artykułami tego działu – prześlą nam swoje uwagi dotyczące zarówno tematyki jak i treści tych artykułów oraz wnioski.

Zapraszamy też chętnych Autorów aby, po uzgodnieniu z Redakcją, podjęli się napisania artykułów o tematyce odpowiedniej dla tego działu. Bloki tematyczne, to:

1. Zasilanie
2. Układy cyfrowe
3. Układy analogowe
4. Układy analogowe i cyfrowe, c/a i a/c
5. Miernictwo
6. Regulacja i sterowanie, czujniki
7. Konstrukcja
8. Uruchomianie i serwis układów elektronicznych

Przyjęte artykuły będą oczywiście honorowane wg obowiązujących stawek. Objętość materiału nie może przekroczyć 8 stron maszynopisu, razem z rysunkami.

Redakcja

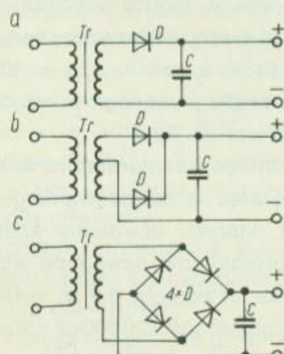
1.1 Prostowniki

Schematy trzech podstawowych układów prostowników są przedstawione na rys. 1. Są to: prostownik półokresowy z jedną diodą, prostownik pełnookresowy z dwiema diodami i prostownik pełnookresowy z układem mostkowym z czterech diod (Graetz'a). Wszystkie one zawierają kondensator (C) wygładzający tętnienie prądu (napięcia) wyprostowanego.

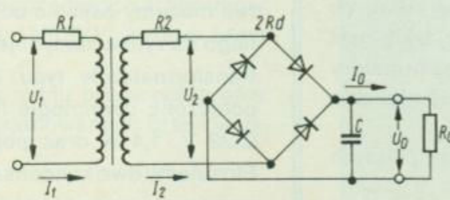
Przeprowadźmy krótką analizę właściwości prostownika. Na rys. 2 jest przedstawiony schemat zastępczy realnego prostownika obciążonego odbiornikiem energii (rezystancja R_o). Rezystancja R_1 odpowiada stratom energii w uzwojeniu pierwotnym transformatora i stratom w rdzeniu. Rezystancja R_2 jest równa rezystancji uzwojenia wtórnego transformatora. Mostek prostowniczy ma rezystancję $2R_d$, tj. rezystancję przewodzenia dwóch diod prostowniczych. Rezystancja R_d nie jest wartością stałą, bowiem zależy od natężenia przepływającego prądu i jej wartość zmniejsza się przy większym natężeniu prądu. Kondensator C zmniejsza tętnienie wyprostowanego prądu (napięcia), bowiem jest ładowany impulsami prądu o dużym natężeniu wówczas, gdy napięcie przemienne sieci ma duże wartości chwilowe. Rozładowując się podtrzymuje on napięcie wyjściowe U_o prostownika w momentach, gdy napięcie sieci ma małe wartości chwilowe. Jak wynika z powyższego przeglądu, prostownik ma wiele trudnych do określenia parametrów.

Istnieje dobry sposób określenia ważnego parametru prostownika, jakim jest całkowita rezystancja wewnętrzna R_w. Potraktujmy cały prostownik jako czwórnik (rys 3), do którego wejścia jest doprowadzony prąd przemienny, a z którego wyjścia jest pobierany prąd wyprostowany. Jeżeli do wejścia doprowadzimy regulowane napięcie przemienne U_p, a wyjście zewrzemy amperomierzem A, wówczas można pomierzyć całkowitą rezystancję wewnętrzną prostownika R_w. W tym celu zwiększamy wartość napięcia U_p (poczynając od bardzo małej wartości) i obserwujemy wskazania amperomierza, wykazującego wartość prądu zwarciowego prostownika. Stosunek napięcia U_p do natężenia prądu określa tu całkowitą rezystancję wewnętrzną prostownika. Najbardziej interesuje nas oczywiście wartość tej rezystancji przy obciążeniu prostownika prądem znamionowym (założonym dla danego prostownika), a więc $R_w = U_p/I_o$ [Ω], Wadą tego sposobu jest to, że może on być stosowany do już istniejącego urządzenia. Drugą wadą jest konieczność posiadania autotransformatora o regulowanej wartości napięcia wyjściowego (tzw. wariaka). W warunkach amatorskich można użyć kilku transformatorów, których uzwojenia wtórne łączy się szeregowo w taki sposób, że możliwe jest otrzymanie napięcia zmieniającego się skokowo o parę woltów.

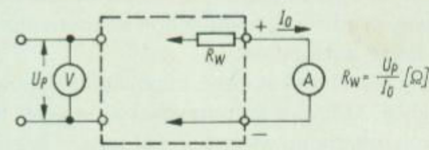
Podczas wstępnego projektowania prostownika zmuszeni jednak jesteśmy przyjąć określone uproszczenia. Według wzorów podanych w tablicy obliczamy wartość rezystancji transformatora R_{tr}. Rezystancja przewodzenia diod nie jest podawana w katalogach, ale jej wartość można oszacować na podstawie parametru U_F (stałe napięcie przewodzenia), który w przypadku diod krzemowych wynosi 1,0÷1,5 V. Podawana jest także wartość prądu przewodzenia I_F, przy której określono wartość U_F. Z charakterystyk diod wynika, że napięcie przewodzenia U_F rośnie nieznacznie przy zwiększaniu prądu.



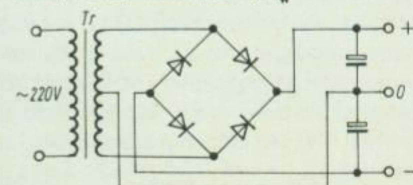
Rys. 1. Schematy układów prostowników
a – prostownika półokresowego, b – prostownika pełnookresowego, c – prostownika pełnookresowego, mostkowego



Rys. 2. Schemat układu zastępczego prostownika pełnookresowego, mostkowego



Rys. 3. Schemat prostownika jako czwórnika o rezystancji wewnętrznej R_w



Rys. 4. Schemat prostownika do zasilania symetrycznego (przykład jednego z rozwiązań)

Wzory do obliczania prostowników

Wyszczególnienie	Prostownik półokresowy (rys. 1a)	Prostownik pełnookresowy (rys. 1b)	Prostownik pełnookresowy mostkowy (rys. 1c)
Napięcie przemienne transformatora U_2 [V]	$U_2 = 0{,}75\ U_o + 3{,}75\ I_0\ Rp \approx$ $\approx (0.9 \div 1{,}2)\ U_o$	$U_2 = 0{,}75\ U_o + 1{,}85\ I_o\ R_p \approx$ $\approx (0{,}8 \div 1{,}0)\ U_o$	$U_2 = 0{,}75\ U_o + 1{,}85\ I_o\ R_p \approx$ $\approx (0{,}8 \div 1{,}0)\ U_o$
Skuteczna wartość natężenia prądu w uzwojeniu wtórnym transformatora I_2 [A]	$I_2 \approx (2 \div 2{,}2)\ I_o$	$I_2 \approx (1{,}0 \div 1{,}2)\ I_o$	$I_2 \approx (1{,}5 \div 1{,}6)\ I_o$
Skuteczna wartość natężenia prądu w uzwojeniu pierwotnym transformatora I_1 [A]	$I_1 \approx 1{,}2\ n \sqrt{I_2^2 - I_o^2}$	$I_1 \approx 1{,}7\ n\ I_2$	$I_1 \approx 1{,}2\ n\ I_2$
Amplituda napięcia zwrotnego na diodzie U_{zw} [V]	$U_{zw} = 3\ U_2$	$U_{zw} = 3\ U_2$	$U_{zw} = 1{,}5\ U_2$
Rezystancja zastępcza transformatora [Ω]	$R_{tr} \approx 0{,}1 \frac{U_o}{I_o \sqrt[4]{U_o I_o}}$	$R_{tr} \approx 0{,}18 \frac{U_o}{I_o \sqrt[4]{U_o I_o}}$	$R_{tr} \approx 0{,}15 \frac{U_o}{I_o \sqrt[4]{U_o I_o}}$
Rezystancja gałęzi prostowniczej prostownika R_p [Ω]	$R_p = R_{tr} + R_d$	$R_p = R_{tr} + R_d$	$R_p = R_{tr} + R_d$
Napięcie tętnienia na wyjściu prostownika przy obciążeniu prądem I_o, Ut [V]	$U_t < \frac{I_o}{50\ C}$	$U_t < \frac{I_o}{100\ C}$	$U_t < \frac{I_o}{100\ C}$

Oznaczenia i uwagi:

U_o – napięcie wyprostowane prostownika obciążonego [V], I_o – natężenie prądu wyprostowanego (znamionowe) [A],
R – rezystancja diody prostowniczej [Ω], C – pojemność kondensatora filtrującego [F], n – przekładnia transformatora

Znając rezystancję transformatora i diody można określić napięcie uzwojenia wtórnego transformatora dla danego prostownika (patrz dane w tablicy).

Dobierając odpowiednie diody zaleca się stosować zasadę "rezerw", tj. wybrać diody na wyższe napięcie i większe natężenie prądu niż to wynika z obliczeń. Gdy rezystancja wewnętrzna prostownika ma małą wartość, a pojemność kondensatorów wygładzających tętnienie prądu wyprostowanego jest duża, diody po włączeniu prostownika są obciążone bardzo dużym prądem ładowania kondensatorów. Niekiedy impulsy prądu doładowującego kondensatory mogą wywoływać także zakłócenia [1].

Należy się starać dobrać odpowiedni typowy transformator sieciowy. Możliwe jest stosowanie dwóch transformatorów, których uzwojenia wtórne są połączone szeregowo. Łączenie równoległe uzwojeń wtórnych jest niepożądane ze względu na prawdopodobieństwo różnic napięciowych i wywołanych tym prądów wyrównawczych. Gdy rozwiązanie takie jest konieczne, należy stosować dwa identyczne transformatory z tej samej serii produkcyjnej i sprawdzić dokładnie napięcia uzwojeń oraz wartość prądu pobieranego z sieci.

Możliwe jest również łączenie szeregowo dwóch kompletnych prostowników.

[1] Patrz "Re" nr 7/1990 – Dławiki w zasilaczach wzmacniaczy mocy.

W produkcji przemysłowej parametry prostowników są optymalizowane, biorąc pod uwagę koszty produkcyjne. W warunkach amatorskich można zalecić projektowanie prostowników z pewnym "nadmiarem".

Przykład

Potrzebny jest prostownik do wzmacniacza, dający napięcie ±32 V i obciążony prądem 2 A. Napięcie powinno być dość dobrze wygładzone. Przyjmujemy schemat prostownika jak na rys. 4. Wówczas $U_o = 64$ V, $I_o = 2$ A.

Korzystając ze wzorów podanych w tablicy obliczamy: $R_{tr} \approx 1{,}5\ \Omega$; rezystancję zastępczą diody zakładamy równą $R_d \approx 0{,}6\ \Omega$; $R_p = 2{,}7\ \Omega$; $U_2 = 64$ V; $I_2 \approx 3$ A; $u_{zw} = 100$ V; największa wartość natężenia prądu płynącego przez diody może osiągnąć (wartość chwilowa) ok. 60 A.

Nie możemy zakupić odpowiedniego transformatora dostępnego na rynku, decydujemy się więc na zastosowanie dwóch transformatorów typu TS90/3, których uzwojenia zostaną połączone równolegle (transformator ma uzwojenie wtórne 2x32 V, 1,4 A oraz pojedyncze uzwojenie 6,3 V, 0,15 A). Stosujemy dwa kondensatory o pojemności 20 000 μF połączone szeregowo (może to być również suma mniejszych pojemności). Wówczas napięcie tętnień przy prądzie obciążenia $I_o = 2$ A, $U_t < 2$ V, tj. ok. 3%. □

Telewizor UNITRA SAMSUNG UCK-5013Z (1)

Tadeusz Cienżki

W drugim półroczu 1990 r. pojawił się na rynku krajowym nowoczesny 20-calowy odbiornik telewizji kolorowej CK-5013Z produkcji koreańskiej firmy Samsung. Ten sam odbiornik ukazał się ponownie w pierwszym półroczu 1991 r. pod znakiem handlowym UNITRY i zmienionej nieco nazwie — UCK-5013Z.

Stacjonarny analogowy odbiornik telewizji kolorowej CK-5013Z f-my Samsung, ze zdalnym sterowaniem i wyświetlaniem funkcji na ekranie jest wyposażony w kineskop typu 51GGB91x o przekątnej 51 cm. Zapewnia on odbiór programów telewizji kolorowej nadawanych w systemach PAL/SECAM oraz programów telewizji czarno-białej, z automatycznym dostosowaniem się do odbieranego sygnału.

Dane techniczne

Systemy odbioru:	PAL-B/G, SECAM-B/G, D/K
Odbierane kanały:	
dla telewizji dyfuzyjnej VHF:	2÷12 i UHF 21÷69
dla telewizji kablowej VHF:	S1÷S20
Częstotliwość pośr. wizji:	38,9 MHz
Częstotliwość pośr. fonii:	32,4 MHz
Częstotliwość podnośnej koloru:	34,47 MHz
Moc, impedancja głośnika:	3 W, 8 Ω
Wejście antenowe:	75 Ω
Wyjście/wejście EURO-AV do przyłączenia urządzeń peryferyjnych:	21 PIN PERITEL (Eurozłacze)
Zasilanie:	160÷260 V, 50 Hz, 83 W
Masa:	ok. 16 kg
Zasięg nadajnika zdalnego sterowania:	do 6 m
Zasilanie nadajnika zdalnego sterowania:	bateria 9 V

Zespół elementów regulacji w odbiorniku i nadajniku zdalnego sterowania zapewnia realizację następujących funkcji:

- zdalne włączenie i wyłączenie odbiornika po uprzednim wciśnięciu wyłącznika głównego w odbiorniku (stan pogotowia);
- zdalne i miejscowe zaprogramowanie wyłączenia odbiornika po upływie określonego czasu od 15 min do 2 godz. z odstępem 15 min;
- zdalne i miejscowe uruchomienie automatycznego przeszukiwania zakresu VHF i UHF z możliwością wyboru pasma; w razie konieczności — ręczne miejscowe dokładne podstrojenie głowicy w.cz.;
- bezpośredni lub kolejny wybór programu oraz zapamiętanie do 40 pozycji programowych (0÷39);
- zdalne i miejscowe ustawianie parametrów obrazu (kontrast, nasycenie, jaskrawość) oraz siły dźwięku z możliwością zapamiętania ich poziomów;
- miejscowa możliwość zmiany ustawianych poziomów parametrów obrazu i siły dźwięku do poziomu ustawionego fabrycznie (kontrast 50%, jaskrawość i nasycenie 65%, siła dźwięku do 25%) oraz kasowanie niepożądanych programów;
- zdalne przełączanie trybu pracy "VIDEO" na tryb pracy "TV" i odwrotnie;
- zdalne sprawdzenie aktualnego stanu pracy odbiornika: numer kanału, pasma, stanu zaprogramowanego czasu wyłączenia odbiornika;
- zdalne wyłączanie głośnika;
- automatyczne wyłączanie odbiornika w razie braku sygnału telewizyjnego.

Realizacji tych funkcji towarzyszy pojawianie się na ekranie odbiornika odpowiednich napisów i znaków symbolizujących wielkości ustawianych parametrów odbiornika oraz aktualny i zaprogramowany stan jego pracy.

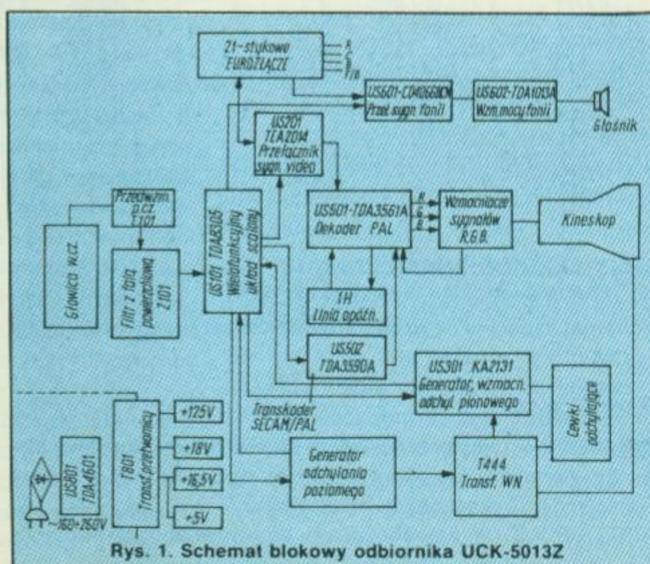
Opis konstrukcji

OTV UCK-5013Z ma jednopłytową konstrukcję, umieszczoną poziomo w odbiorniku, na której są wmontowane bezpośrednio do druku: głowica w.cz. z umieszczonym na niej złączem antenowym, transformator wysokiego napięcia, zasilacz, złącze EURO-AV, elementy regulacji, wyłącznik sieciowy oraz układy elektroniczne odbiornika. Płyta wraz z tymi elementami może być łatwo wymontowana z przedniej części odbiornika przez rozłączenie zatrzasku. Przewody połączeniowe: do głośnika, cewek odchylających, cewki rozmagnesowującej (z wyjątkiem przewodów połączeniowych do płytki kineskopu) są wyposażone w wtyki. Wszystkie elementy regulacji odbiornika są umieszczone w przedniej jego części i zabezpieczone pokrywką. W tylnej części dwudzielnej obudowy odbiornika, wykonanej z tworzywa sztucznego, znajduje się złącze antenowe i złącze EURO-AV. Stan pogotowia pracy odbiornika (wciśnięty włącznik sieciowy) sygnalizuje LED koloru czerwonego.

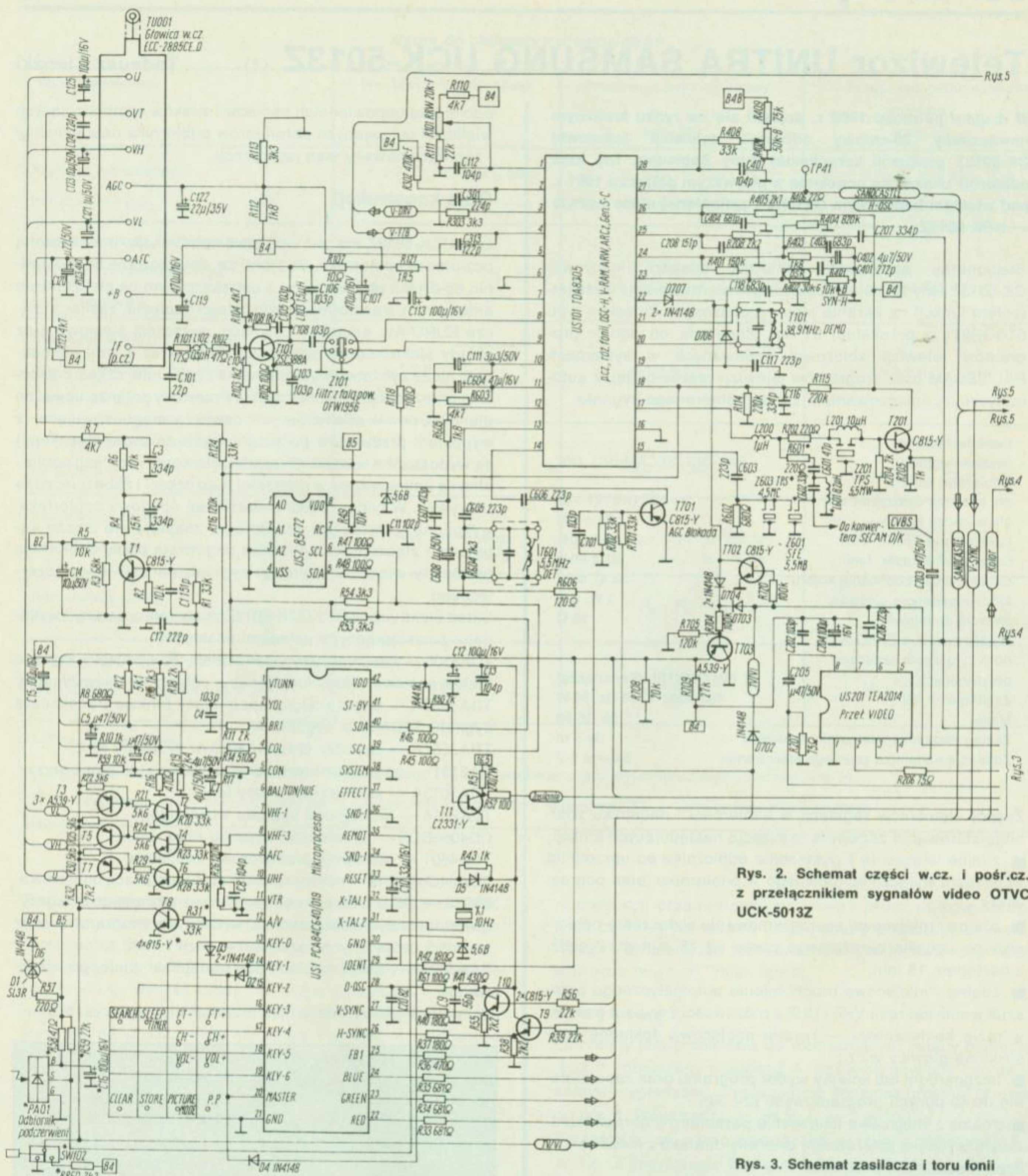
Układ elektryczny OTV UCK-5013Z został opracowany i wykonany z następującymi układami scalonymi:

TDA8305 — wielofunkcyjny układ scalony zawierający wszystkie małosygnałowe układy funkcjonalne odbiornika telewizyjnego;
TDA3590A — układ scalony spełniający funkcję transkodera sygnału SECAM na sygnał PAL;
TDA3561A — dekoder chrominancji w systemie PAL;
KA2131 — generator i wzmacniacz odchylania pionowego;
TDA1013A — wzmacniacz mocy fonii;
TEA2014 — przełącznik sygnału wizyjnego;
CD4066BCN — przełącznik sygnału m.cz. fonii;
TDA4601 — sterownik przetwornicy zasilacza;
PCA84C640/019 — mikroprocesor sterujący pracą odbiornika;
85C72 — 128-bitowa pamięć stała, przeznaczona do zmagazynowania danych dotyczących wybranych programów oraz wartości ustawionych parametrów wizji i fonii;
SAA3027P — układ scalony do nadajnika zdalnego sterowania.

Schemat blokowy odbiornika przedstawiono na rys. 1.

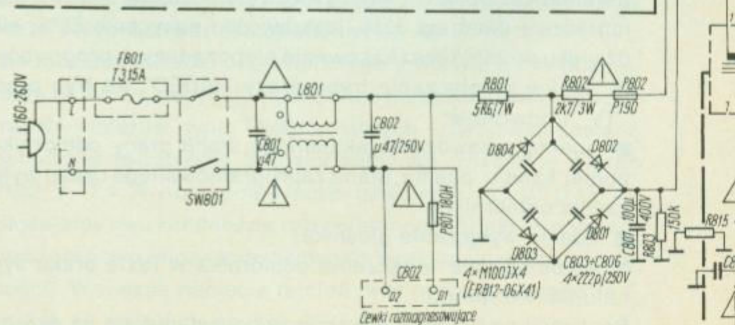


Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika UCK-5013Z



Rys. 2. **Schemat części w.cz. i pośr.cz. z przełącznikiem sygnałów video OTVC UCK-5013Z**

Rys. 3. Schemat zasilacza i toru fonii



Opis układu elektrycznego

Schemat części w.cz./p.cz. odbiornika jest przedstawiony na rys. 2.

Głowica w.cz.

Sygnał telewizyjny przez wejście antenowe jest doprowadzany do zintegrowanej głowicy w.cz., wyposażonej w osiem wejść/wyjść oznaczonych symbolami: V, VT, VH, AGC, VL, AFC, +B i IF. W zależności od doprowadzonego napięcia

C.d. na str. 41

Wojciech OSZCZAK

INSTALACJA RADIA CB W DOMU (1)

Stacja bazowa

Każdy, kto zetknął się z CB radiem (radiem obywatelskim) prędzej czy później będzie chciał uruchomić stałą stację z "prawdziwego zdarzenia". Informacje zawarte w tym artykule powinny ułatwić osiągnięcie tego celu. Nie będą to wskazówki elementarne, np. "nadajnik łączymy z anteną za pomocą kabla antenowego", a to z dwu powodów. Po pierwsze, adresujemy ten artykuł do tych czytelników, którym o tak oczywistych sprawach nie trzeba mówić. Drugim natomiast powodem jest ograniczone miejsce w naszym czasopiśmie.

Zakładamy również że radio CB zostało już kupione, a chodzi jedynie o to aby zaczęło ono dobrze działać. Podyskutujemy więc o antenie, pamiętając o ciągle aktualnej zasadzie, która brzmi: "Najlepszym wzmacniaczem sygnału jest dobra antena".

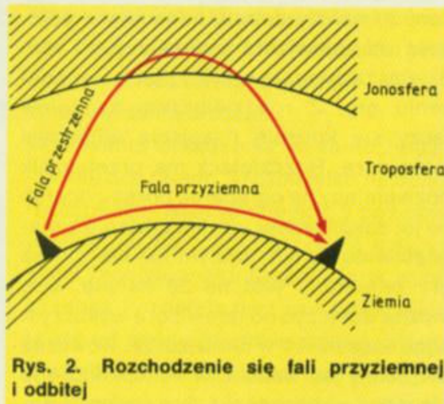
Przed wyborem typu i modelu anteny dobrze jest wiedzieć, czym się one właściwie między sobą różnią.

Każda antena wytwarza wokół siebie pole elektromagnetyczne. Jednak natężenie tego pola w różnych miejscach dookoła niej nie jest jednakowe, jak to widać na rys. 1. Ten "grzybek" dookoła anteny pokazuje kierunki, w których promieniowanie jest najintensywniejsze. Po lewej i prawej stronie rysunku, przedstawiono to w formie wykresu. W dalszej części artykułu kierunki i natężenie promieniowania będą przedstawione tylko w postaci wykresów.

Nie każda antena i nie zawsze promieniuje tak, jak to ilustruje rys. 1. Zależy to od długości anteny oraz od miejsca (wysokości) jej umieszczenia. Do łączności lokalnych najlepsza jest antena, która promieniuje możliwie płasko (rys. 2). Mówi się wtedy o małym kącie podniesienia wiązki. Do łączności dalekich, tzw. DX-owych, które odbywają się za pomocą fal odbitych od jonosfery korzystniejsza będzie wiązka nieco bardziej podniesiona.



Rys. 1. Przestrzenna charakterystyka promieniowania anteny



Rys. 2. Rozchodzenie się fali przyziemnej i odbitej

Antena o długości 1/4 λ

Zaletą jej jest prosta konstrukcja mechaniczna i stosunkowo małe rozmiary. Antena taka ma w płaszczyźnie poziomej prawie kołową charakterystykę promieniowania. W płaszczyźnie pionowej kierunek promieniowania zależy głównie od przewodności terenu nad którym się dana antena znajduje. Dokładnie widać to na rys. 3.

Przy idealnej przewodności ziemi (możliwe tylko w teorii) główna wiązka promieniowania przebiegałaby równolegle do płaszczyzny ziemi. Gdy przewodność ziemi jest zdecydowanie zła, kierunek maksimum promieniowania jest odchylony o około 40 stopni od poziomu. Taki kierunek promieniowania może być korzystny tylko do łączności na falach odbitych od jonosfery.

Taką antenę, najlepiej instalować na wysokości około 6 metrów nad ziemią (mierząc do punktu zasilania).

Teoretyczny zysk anteny 1/4 λ wynosi 3 dBi [1)] lub 5,16 dBd [2)]. Zysk praktyczny jest zawsze mniejszy. Najbardziej rozpowszechnionymi antenami tego rodzaju są: SKYLAD, STARDUST, TRIPLE-LEG (rys. 4).

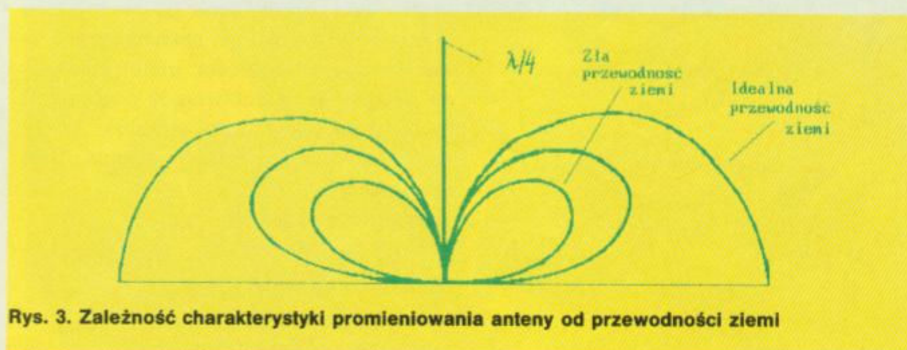
Antena o długości 1/2 λ

W porównaniu z anteną 1/4 λ dipol półfalowy ma następujące zalety:

- mały kąt nachylenia wiązki promieniowania,
- zdecydowanie mniejszą zależność od przewodności ziemi,
- brak dodatkowych przeciwwag.

Każda antena 1/2 λ musi mieć transformator impedancji. Jest on na ogół ukryty w dolnej części promiennika i nie może być regulowany. Można spotkać też dipole półfalowe z transformatorem w formie zewnętrznego regulowanego pierścienia. Jest to bardzo dobre rozwiązanie, lecz dla doświadczonych. Początkującym serdecznie odradzam. Trzeba bowiem dobierać długość anteny i zmieniać przekładnię transformatora. Wielkości te są ze sobą powiązane, a więc każda zmiana przekładni pociąga za sobą konieczność korekty długości, która to z kolei ma wpływ na przekładnię itd. itd. Jednym słowem, bez odpowiednich przyrządów i doświadczenia nie uda się skorzystać z niewątpliwie dobrych parametrów takiej anteny.

Do tej grupy anten należą także anteny znane jako 3/4 λ, nazywane często 6/8 λ, które nie są niczym innym jak dipolem 1/2 λ wyposażonym w ćwierćfalowy transformator impedancji (jak wiadomo 1/2 + 1/4 = 3/4 = 6/8). Taką antenę przedstawiono na rys. 5. Nazywane są one też czasem

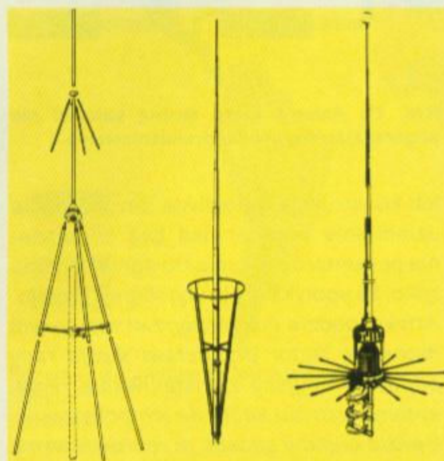


Rys. 3. Zależność charakterystyki promieniowania anteny od przewodności ziemi

antenami typu J. Pionowy dipol 1/2 λ ma zysk teoretyczny 4,68 dBd, czyli 6,83 dBi.

Antena o długości 5/8 λ

Typową antenę tego rodzaju widzimy na rys. 6. Antena 5/8 λ ma jeszcze bardziej niż antena 1/2 λ obniżoną główną wiązkę promieniowania, ale niestety ma także mały "listek" promieniowania skierowany w górę. Maksymalny teoretyczny zysk anteny 5/8 λ wynosi 1,4 dBd, lub 8,19 dBi albo 3 dB w stosunku do anteny 1/4 λ.

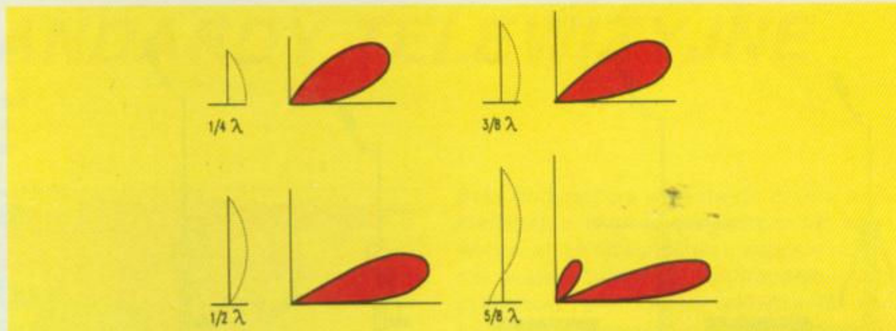


Rys. 4. Antena 1/4 λ Triple-leg
Rys. 5. Antena 6/8 λ z ćwierćfalowym transformatorem
Rys. 6. Antena 5/8 λ

Wybór rodzaju anteny

Pewnym podsumowaniem omówienia właściwości omawianych anten jest rys. 7, na którym przedstawiono, jak zmienia się kierunek promieniowania wraz z długością anteny. Linią przerywaną zaznaczono rozkład prądu w promienniku anteny, gdyż on właśnie ma największy wpływ na pionową charakterystykę promieniowania. Zatem w zależności od tego, czy zależy nam na łączności lokalnej, czy dalekiej, można dokonać wyboru rodzaju anteny. Ale to jeszcze nie wszystko, co trzeba wziąć pod uwagę. Na rysunku 3 widać wpływ przewodności gruntu w otoczeniu anteny na kierunek i "siłę" wiązki. Chociaż przedstawiona zależność dotyczy anteny 1/4 λ, to skutki działania ziemi są dla wszystkich anten pionowych podobne z tym, że w przypadku anteny 1/2 λ są one najmniejsze.

Jest jeszcze jedna rzecz bardzo ważna. Wszystkie dotychczas omawiane charakterystyki promieniowania zakładały instalację na poziomie gruntu. W praktyce antena prawie zawsze umieszczona będzie na pewnej wysokości. Nie od rzeczy będzie więc pokazanie, jak wysokość zainstalowania wpływa na kierunek promieniowania. Odwrotnie niż przy oddziaływaniu przewodności gruntu, w tym



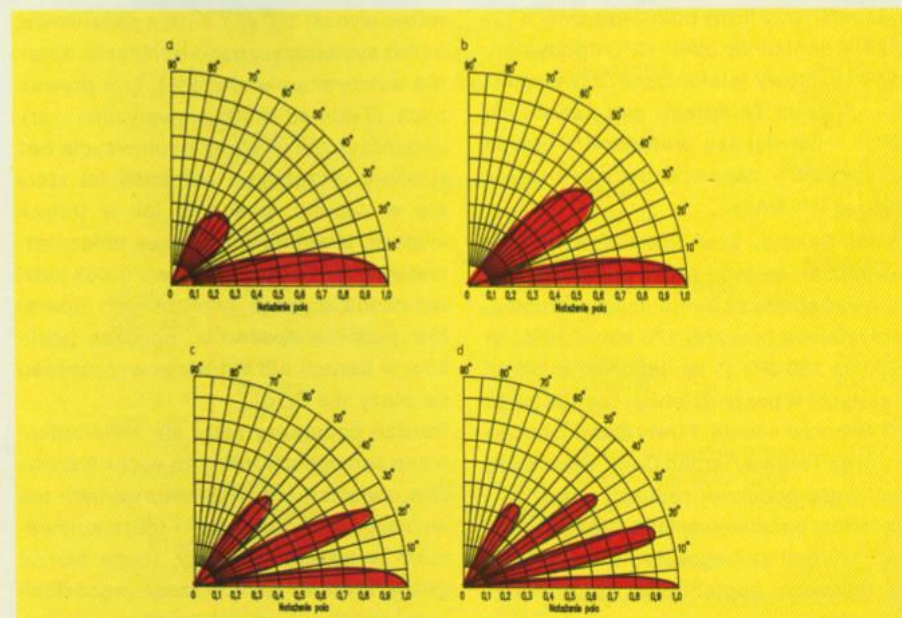
Rys. 7. Rozkład prądu (linia przerywana) i typowe charakterystyki anten o różnych długościach

przypadku najbardziej czułą na takie zmiany jest antena 1/2 λ. Można to zobaczyć na rys. 8, na którym kolejne wykresy odpowiadają różnym wysokościom umieszczenia anteny.

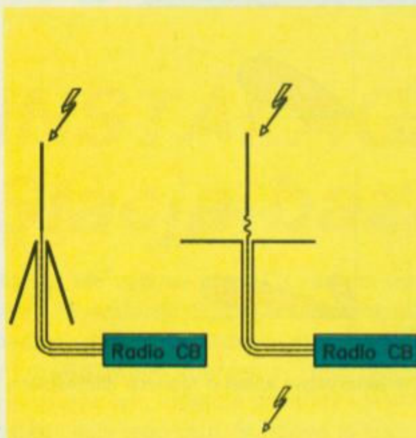
Wynika z tego wniosek, iż antena 1/2 λ nie jest odpowiednia do wysokich instalacji. W takich przypadkach zdecydowanie lepsza będzie antena typu 5/8 λ, która jest prawie nieczuła na zmiany wysokości. Praktyka dowodzi, że anteny 1/2 λ są bardziej "kapryśne" i wymagające, a ponadto często powodują zakłócenia u sąsiadów. Jednak prawidłowo zainstalowane i dobrze wyregulowane mogą mieć znakomite parametry.

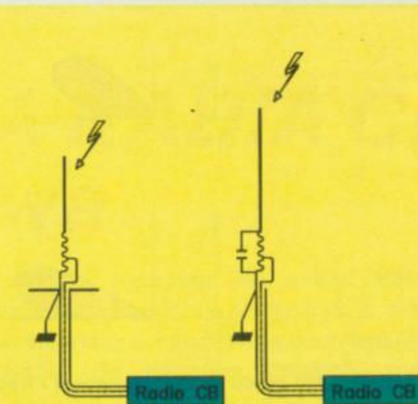
Najmniej kłopotów przysparzają anteny 1/4 λ i 5/8 λ. Nawet trudno powiedzieć, która z nich jest lepsza. Chyba najwłaściwszym kryterium będzie solidność wykonania anteny. Zawsze należy wystrzegać się tzw. "jednorazówek". Na to niezbyt zaszczytne miano zasługują szczególnie takie anteny, których elemety są ze sobą łączone za pomocą blachowkrętów.

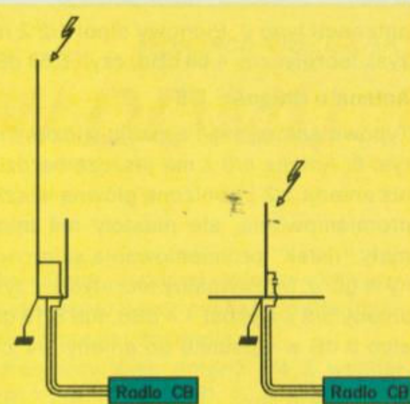
A teraz sprawa chyba najważniejsza, czyli wybór anteny ze względu na **bezpieczeństwo własne i innych,** Chodzi tutaj o wyładowania atmosferyczne. Może się wydawać, że każdy wie o tym, iż wszystko to, co najbardziej wystaje nad ziemią narażone jest na wyładowania. Tysiące anten CB stawianych według zasady, im wyżej tym lepiej, a nie wyposażonych w uziemienie jednak temu przeczą. Stanowi to poważne wyzwanie rzucone losowi. Jeżeli antena jest jednym z wyższych elementów w najbliższej okolicy, to nie wolno sobie nie postawić pytania, co się stanie gdy uderzy piorun? Aby na to pytanie w miarę dokładnie odpowiedzieć trzeba rozpatrzyć różne wykonania anten. I tak, do anten nie dających możliwości zabezpieczenia przed porażeniem należą prawie wszystkie anteny 1/4 λ oraz antena 5/8 λ wyposażona w przeciwwagi o długości 1/4 λ, co jest pokazane na rys. 9. Przedstawione na rysunku dwie anteny są bezpieczne tylko wtedy, gdy są jeszcze zapakowane



Rys. 8. Zależność charakterystyki promieniowania anteny od wysokości zainstalowania a – 2,7 m, b – 5,5 m, c – 11 m, d – 16,5 m







Rys. 9. Anteny o konstrukcji uniemożliwiającej ich uziemienie

Rys. 10. Anteny, które można uziemić a – antena 5/8 λ ze skróconymi przeciwwagami, b – antena 1/2 λ

Rys. 11. Anteny, które można uziemić nie pogarszając warunków promieniowania

lub gdy są zainstalowane odpowiednio nisko. Łatwo sobie wyobrazić skutki wyładowania w taką antenę. Nie można zastosować uziemienia ochronnego, gdyż antena nie będzie działać. Uziemianie samego masztu mocującego czy też przeciwwag nie daje żadnego zabezpieczenia, gdyż najbardziej wystający punkt anteny połączony jest zawsze tylko z radiem.

Na szczęście istnieją inne anteny (rys. 10), a mianowicie antena 5/8 λ (rys. 10a) ze skróconymi przeciwwagami oraz anteny 1/2 λ (rys. 10b). Na rysunku widać wyraźnie, że promiennik jest połączony galwanicznie z przeciwwagami. Zatem uziemiając maszt i przeciwwagi można wyeliminować niebezpieczeństwo porażenia, jednak pod pewnymi warunkami. Warunkiem pierwszym jest jak najmniejsza rezystancja instalacji odgromowej, a drugim odpowiednio solidna konstrukcja cewki. Na rysunku 10 można prześledzić drogę prądu podczas wyładowania. Jeżeli energia wyładowania będzie odpowiednio duża, to może doprowadzić do stopienia uzwojeń cewki. Pół biedy, gdy będzie to część górna, ale gdy spali się dolna cewka, antena stanie się natychmiast taką, jak na rys. 9.

Najlepsze pod względem bezpieczeństwa są anteny typu J oraz 3/8 λ (rys. 11). Ich konstrukcja umożliwia bezpośrednie uziemienie promiennika bez pogorszenia parametrów promieniowania. Szkoda tylko, że spotyka się je wyjątkowo rzadko.

Artykuł będzie dokończony w następnym numerze. Autor przedstawi swoje rady odnośnie miejsca zainstalowania radia, anteny, rodzaju kabla do ich połączenia. Będzie podany sposób przeprowadzenia regulacji anteny przy użyciu kabla pomiarowego lub miernika natężenia pola ◻

[1] dBi – zysk względem anteny izotropowej (teoretycznej)

[2] dBd – zysk względem anteny w kształcie dipola 1/2 λ

TELEFONIA w JAPONII

W Japonii, trzy firmy poinformowały o zamiarze obniżenia opłat za długodystansowe rozmowy telefoniczne, czwarta firma – Nippon Telegraph and Telephone Corp. – największa w Japonii i jedyna państwowa – zapewne będzie musiała pójść w ich ślady.

Koichi Sakata, szef firmy Telcom Co. powiedział, że jego firma zamierza zredukować opłatę za 3-minutową rozmowę, na dystansie powyżej 170 km, o 10%, tj. z 200 na 180 JPY (1 jen japoński to około 90 złotych) w porze dziennej i ze 100 na 90 JPY w porze nocnej. Firmy Daini Dendan Inc. oraz Teleway Japan Corp. rozważają możliwość podobnej redukcji opłat.

Szef firmy państwowej NTT, Masashi Kojima, wyraził zaniepokojenie perspektywą dalszego pogłębienia dysproporcji pomiędzy opłatami obowiązującymi w jego sieci a opłatami w firmach konkurencyjnych. Obecnie cena państwowa rozmowy wynosi 240 JPY. Firma państwowa, mimo systematycznego obniżania opłat, nie wytrzymuje konkurencji firm prywatnych. (Takie są skutki prywatyzacji – cr).

Japończyk nie wyobraża sobie życia bez telefonu. Przebojem ostatnich lat stała się w Japonii, podobnie jak w innych krajach, telefonia komórkowa uniezależniająca się od sieci kablowej. Widok ludzi rozmawiających z przenośnych aparatów podczas spacerów, podczas posiłków w barach lub w trakcie wypoczynku na plaży nie dziwi.

Bardzo popularne stały się stelefonizowane samochody mimo że widok kierowców, zajętych nie tylko kierowaniem ale wybieraniem numerów i gestykulowaniem w trakcie rozmowy, może budzić grozę. Dobrze, że większość japońskich samochodów jest wyposażona w automatyczną skrzynię biegów, bo kierowcy byłaby potrzebna trzecia ręka.

Automaty telefoniczne są w Japonii dosłownie wszędzie. Do starszych wrzuca się monety, w nowszych stosowane są, opłacone z góry, karty telefoniczne, ważne na 50, 500 lub 5000 jednostek. Z dowolnego aparatu można, bez problemów dodzwonić się do większości krajów świata; można także porozumiewać się telefonicznie w czasie podróży pociągiem–kulą (shinkansen) lub samolotem. Popularność kart telefonicznych w Japonii przeszła wszelkie oczekiwania. Dla wszystkich są one bardzo wygodnym rozwiązaniem; eliminują konieczność noszenia przy sobie pieniędzy, są wspaniałym medium reklamowym, a dla hobbystów przedmiotem pożądania dorównującym znaczkom pocztowym. Każdy może sobie zamówić kartę telefoniczną wg indywidualnego projektu, może to być np. zdjęcie właściciela. ◻

Na podstawie informacji PAP opracował Cezary Rudnicki

SYSTEMY i STANDARDY TELEWIZYJNE NA ŚWIECIE



Podstawowe standardy telewizyjne

Standard	B	D,K	G	I	L	M	N
Parametr							
Liczba linii	625	625	625	625	625	525	625
Odchylanie V [Hz]	50	50	50	50	50	60	50
Szerokość kanału [MHz]	7	8	8	8	8	6	6
Odstęp częstotliwości nośnych wizji i fonii [MHz]	5,5	6,5	5,5	6,0	6,5	4,5	4,5
Modulacja amplitudowa sygnału wizyjnego	+	+	+	+	+	–	–
Modulacja sygnału fonii	FM	FM	FM	FM	AM	FM	FM

Brak podjętej we właściwym czasie normalizacji w skali międzynarodowej spowodował, że na świecie stosuje się obecnie wiele wzajemnie niekompatybilnych systemów i standardów telewizji, tak kolorowej, jak i czarno-białej. Powoduje to zwiększone koszty nie tylko transmisji z kraju do kraju ale również wyposażenia nadawczego, studyjnego, serwisowego a nawet kosztów odbiorników.

Poniżej zamieszczamy informację na temat systemów telewizyjnych w różnych krajach. Załączona lista jest oczywiście daleka od kompletności. Uzupełnieniem informacji jest zamieszczona mapka.

Przy trzech podstawowych systemach telewizji kolorowej stosuje się szereg standardów, których parametry podano w tablicy. Połączenie standardów i systemów daje istną mozaikę i ta różnorodność nikogo nie cieszy.

W zestawieniu nie podano standardów o znaczeniu historycznym, wycofywanych lub wycofanych z użycia, jak np. 405-liniowy standard A stosowany dawno w Wielkiej Brytanii czy "schodzący" francuski standard 819 linii (E i F) z amplitudowo modulowaną nośną fonii. □

Na podstawie danych firmy Philips oprac. (lk)

KRAJ	SYSTEM
Afganistan	PAL-B
Albania	PAL-BG
Algeria	PAL-B
Antigua	NTSC
Antyle Holenderskie	NTSC
Arabia Saudyjska	SECAM-BG
Argentyna	PAL-BG
Australia	PAL-BG
Bahama Wyspy	NTSC
Bahrain	PAL-B
Bangladesz	PAL-B
Barbados	NTSC
Belgia	PAL-BG
Benin	SECAM-K
Bermudy	NTSC
Boliwia	NTSC
Botswana	PAL-I
Brazylia	PAL-M
Brunei	PAL-B
Bułgaria	SECAM-D/K
Burkina Faso	SECAM-K
Burma	NTSC
Burundi	SECAM-K
Czad	SECAM-K
Chile	NTSC
Chiny	PAL-D
Chorwacja	PAL-B/G
Costa Rica	NTSC
Cypr	SECAM B/G
Czecho-Słowacja	SECAM D/K
Dania	PAL-B/G
Dżibuti	SECAM-K
Egipt	SECAM-B
Ekwador	NTSC

KRAJ	SYSTEM
Etiopia	PAL-B
Filipiny	NTSC
Finlandia	PAL B/G
Francja	SECAM-L
Gabon	SECAM-K
Ghana	PAL-B
Gibraltar	PAL-B
Grecja	SECAM-B
Guam	NTSC
Gwatemala	NTSC
Gwinea	SECAM-K
Haiti	NTSC
Hiszpania	PAL B/G
Holandia	PAL B/G
Honduras	NTSC
Hong Kong	PAL-I
Indie	PAL-B
Indonezja	PAL-B
Iran	SECAM-B
Irak	SECAM-B
Islandia	PAL-B
Jordania	PAL-B
Jemen	PAL-B
Jugosławia	PAL-B/G
Kajman Wyspy	NTSC
Kamerun	PAL-B/G
Kanada	NTSC
Kenia	PAL-B
Kolumbia	NTSC
Kongo	SECAM-K
Kuba	NTSC
Kuwejt	PAL-B
Liban	SECAM-B
Lesotho	PAL-I
Liberia	PAL-B

KRAJ	SYSTEM
Libia	SECAM-B
Luksemburg	PAL-BG i SECAM B/G/L
Madagaskar	SECAM-K
Malezja	PAL-B
Malediwy	PAL-B
Mali	SECAM-K
Malta	PAL-B
Maroko	SECAM-B
Mauretania	SECAM-K
Mauritius	SECAM-B
Meksyk	NTSC
Mozambik	PAL-I
Niemcy - RFN	PAL-B/G
- landy wschodnie	SECAM-B/G
Nepal	PAL B/G
Nikaragua	NTSC
Niger	SECAM-K
Nigeria	PAL-B
Norwegia	PAL B/G
Nowa Zelandia	PAL-B
Oman	PAL-B/G
Pakistan	PAL-B
Panama	NTSC
Paragwaj	PAL-N
Peru	NTSC
Polska	SECAM-D/K
Portugalia	PAL-B/G
Puerto Rico	NTSC
Qatar	PAL-B
Republika Dominikańska	NTSC
RPA	PAL-I
Republika Środkowo-afrykańska	SECAM-K
Rumunia	PAL-D/K

KRAJ	SYSTEM
Rwanda	SECAM-K
Salwador	NTSC
Senegal	SECAM-K
Sierra Leone	PAL-B
Singapur	PAL-B
Słowenia	PAL-B/G
Sri Lanka	PAL-B
Sudan	PAL-B
Surinam	NTSC
Swaziland	PAL-B/G
Syria	SECAM-B
Szwecja	PAL-B/G
Szwajcaria	PAL-B/G
Tahiti	SECAM-D/K
Taiwan	NTSC
Tajlandia	PAL-B
Tanzania	PAL-I
Togo	SECAM-K
Trinidad i Tobago	NTSC
Tunezja	SECAM-B
Turcja	PAL-B
Uganda	PAL-B
Urugwaj	PAL-N
USA	NTSC
Wenezuela	NTSC
Wyspy Dziewicze (USA)	NTSC
Wyspy Dziewicze (Bryt.)	NTSC
Węgry	SECAM-D/K
Wlk. Brytania	PAL-I
Włochy	PAL-B/G
WNP	SECAM-D/K
Wybrz. Kości Słoniowej	SECAM-K
Zair	SECAM-K
Zambia	PAL-B
Zjedn. Emiraty Arabskie	PAL-B/G
Zimbabwe	PAL-B

C.d. ze str. 24

przełącznika zakresu częstotliwości z mikroprocesora US1 (końcówka 7, 8, 10) przez wzmacniacze separujące prądu stałego (tranzystory T2÷T6) na wejścia U, VT, VL głowicy w.cz. jest załączany zakres częstotliwości VHF-1, VHF-3 i UHF. Napięcie strojenia jest doprowadzane z końcówki 1 mikroprocesora US1 przez nieliniowy układ wzmacniacza całkującego z tranzystorem T1 do wejścia VT głowicy w.cz. Do wejścia AGC głowicy w.cz. z końcówki 5 układu scalonego US101 jest doprowadzane napięcie ARW. Napięcie ARCz do regulacji częstotliwości heterodyny głowicy w.cz. jest doprowadzane z końcówki 18 układu scalonego US101 do wejścia AFC. Głowica w.cz. jest zasilana napięciem +12 V doprowadzonym do punktu B.

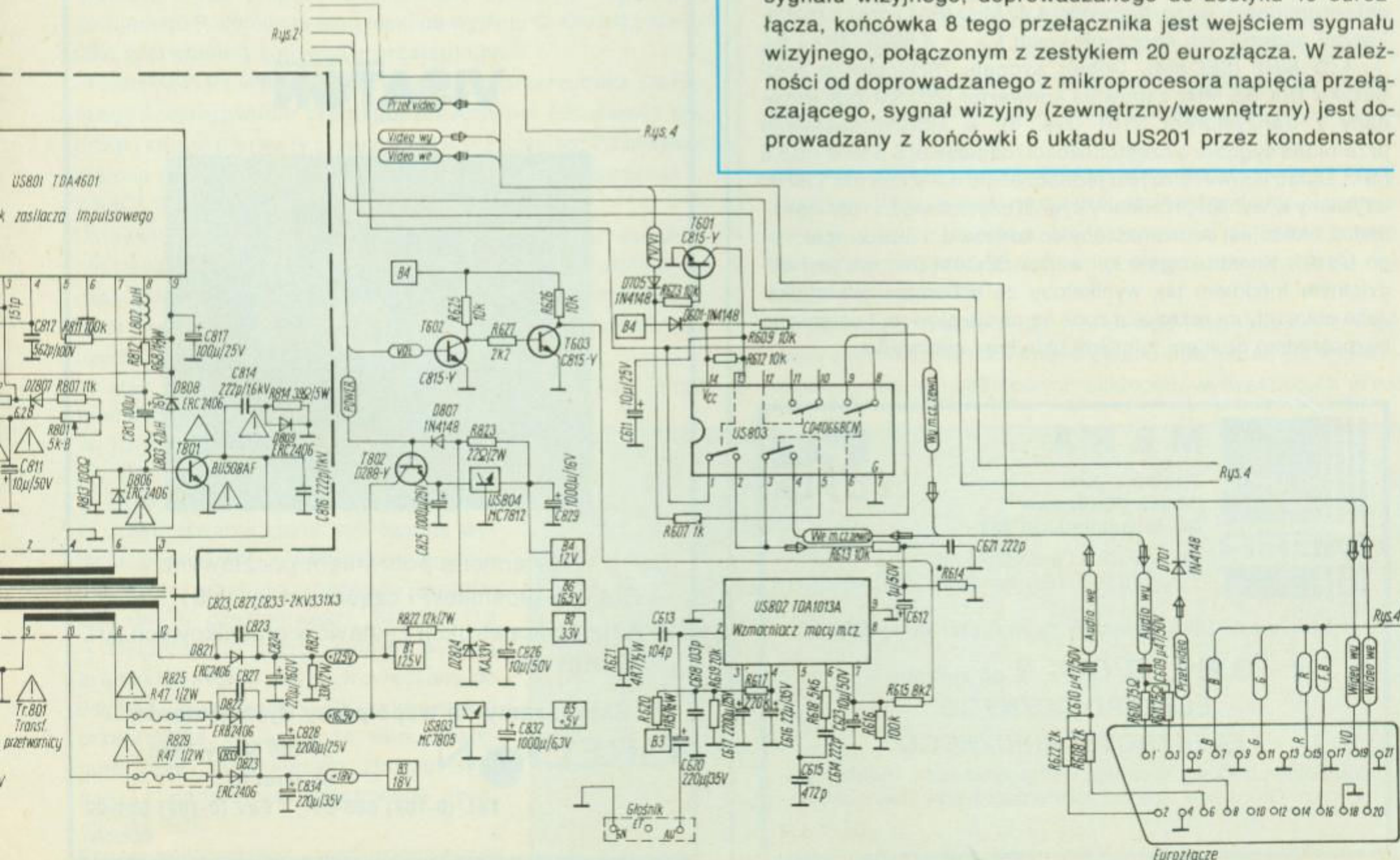
Tor p.cz.

Sygnał z wyjścia IF głowicy w.cz. jest doprowadzany do wejść układu przedwzmacniacza p.cz. z tranzystorem T101. Charakterystyka amplitudowa tego przedwzmacniacza zapewnia przeniesienie obu częstotliwości nośnych (wizji i fonii) oraz całego pasma częstotliwości zawartego między nimi, a także kompensację tłumienia filtru z falą powierzchniową Z101, stanowiącego obciążenie tego przedwzmacniacza. Zastosowany filtr z falą powierzchniową typu OFW1956 zapewnia prawidłowy przebieg charakterystyki amplitudowej w zakresie częstotliwości nośnej wizji i fonii dla systemów odbioru PAL-B/G i SECAM-B/G (częstotliwość różnicowa fonii — 5,5 MHz) oraz SECAM-D/K (6,5 MHz).
Sygnał p.cz. z wyjścia filtru z falą powierzchniową zostaje symetrycznie doprowadzony do końcówki 8 i 9 układu scalonego US101. Wielofunkcyjny układ scalony US101 zawiera wszystkie małosygnałowe układy funkcjonalne odbiornika telewizyjnego. Przetwarzając sterujący nim sygnał p.cz. dostarcza na swoich wyjściach:

- zespolony sygnał wizyjny do dalszego przetwarzania;
- sygnał sterujący pracą układu odchylania poziomego;
- sygnał sterujący pracą układu odchylania pionowego;
- sygnał m.cz. fonii;
- napięcie ARW do regulacji wzmocnienia głowicy w.cz.;
- napięcie ARCz do regulacji częstotliwości heterodyny głowicy w.cz. oraz mikroprocesora;
- impuls "sandcastle" do sterowania pracą dekodera chrominancji.

Tor sygnału wizyjnego

Wzmocniony wewnątrz układu scalonego US101 sygnał p.cz. zostaje poddany demodulacji w demodulatorze, również znajdującym się w strukturze tego układu. Zewnętrzny obwód rezonansowy tego demodulatora, dostrojony do częstotliwości 38,9 MHz, jest dołączony do końcówki 20 i 21 układu US101. Wzmocniony w przedwzmacniaczu wizyjnym, zawartym wewnątrz układu scalonego US101, całkowity sygnał wizyjny z końcówki 17 tego układu jest, przez dławik L9 i eliminator sygnału częstotliwości różnicowej 5,5 MHz (Z201), doprowadzany do wtórnika emiterowego z tranzystorem T201. Z emitera tego tranzystora sygnał wizyjny przez kondensator C203 jest doprowadzony do końcówki 3 układu scalonego US201 spełniającego funkcję przełącznika sygnału wizyjnego, sterowanego mikroprocesorem US1 — końcówka 12 (wyjście A/V) przez tranzystor T8.
Przełączenie trybu pracy z TV na AV powoduje powstanie na kolektorze tranzystora T8 napięcia przełączania 4,3 V (TV) i 0 V (AV) które, oprócz sterowania przełącznikiem sygnału wizyjnego przez tranzystory T701, T702 i T703, powoduje blokadę toru pośr.cz. (końcówka 10 układu scalonego US101) i toru częstotliwości różnicowej fonii (końcówka 22 układu scalonego US101).
Końcówka 2 przełącznika sygnału wizyjnego stanowi wyjście sygnału wizyjnego, doprowadzanego do zestyku 19 eurozłącza, końcówka 8 tego przełącznika jest wejściem sygnału wizyjnego, połączonym z zestykiem 20 eurozłącza. W zależności od doprowadzanego z mikroprocesora napięcia przełączającego, sygnał wizyjny (zewnętrzny/wewnętrzny) jest doprowadzany z końcówki 6 układu US201 przez kondensator



C502 i rezystor R503 do filtru o charakterystyce dzwonowej, utworzonego z kondensatorów C503, C504 i cewki T501.

Automatyczna regulacja wzmocnienia (ARW)

Układ scalony TDA8305 zawiera w swojej strukturze kluczowany układ ARW. Detektor tego układu ma zewnętrzny obwód RC (kondensatory C117, C118, dioda D706). Wzmocnione po detektorze w wzmacniaczu wewnątrz układu scalonego napięcie ARW, pojawiające się od pewnego poziomu sygnału wejściowego, jest doprowadzane z końcówki 5 układu scalonego US101 do wejścia AGC głowicy w.cz. Próg zadziałania napięcia ARW może być regulowany potencjometrem VR101, którego suwak jest dołączony do końcówki 1 układu scalonego US101.

Automatyczna regulacja częstotliwości (ARCz)

Dołączony do końcówek 20 i 21 układu scalonego US101 zewnętrzny obwód rezonansowy, dostrojony do częstotliwości 38,9 MHz (dołączony do demodulatora sygnału pośr.cz.), dostarcza również "informacje" do układu ARCz. Niezbędne do pracy układu przesunięcie fazy o 90° jest zapewnione za pomocą układu RC, zawartego w strukturze układu scalonego US101. Wyjściowe napięcie ARCz z końcówki 18 układu scalonego US101, połączonej z dzielnikiem napięcia zasilania R114 i R115, zostaje doprowadzone przez rezystor R124 do wejścia AFC głowicy w.cz., gdzie zostaje odpowiednio dodane do napięcia warikapowego, oraz przez rezystor R116 do końcówki 9 mikroprocesora US1.

Tor fonii (rys. 3)

Sygnał różnicowy fonii 6,5 lub 5,5 MHz, występujący na końcówce 17 układu scalonego US101 łącznie z sygnałem wizyjnym jest doprowadzany przez filtr ceramiczny 5,5 MHz (ZG01) i kondensator C603 do końcówki 15, będącej wejściem wzmacniacza częstotliwości różnicowej, zawartego w strukturze tego układu scalonego. Następuje to w przypadku odbioru sygnału różnicowego fonii dla systemu odbioru PAL-B/G i SECAM-B/G. Filtr ceramiczny 4,5 MHz (ZG03) ma za zadanie tłumić niepożądany w tym przypadku sygnał podnośnej chrominancji o częstotliwości 4,43 MHz (PAL) oraz częstotliwości podnośnych spoczynkowych f_{DR} = 4,0625 MHz i f_{DB} = 4,25 MHz (SECAM). Odbiór sygnału różnicowego fonii SECAM D/K 6,5 MHz zapewnia konwerter SECAM-D/K wykonany z tranzystorem ST01 (rys. 6), w którym następuje przemiana sygnału o częstotliwości różnicowej 6,5 MHz na 5,5 MHz. Układ konwertera jest jednocześnie oscylatorem 1 MHz. Uzyskany w wyniku przemiany sygnał częstotliwości różnicowej fonii 5,5 MHz jest doprowadzony do końcówki 5 układu scalonego US101. Konstrukcyjnie konwerter SECAM-D/K nie jest oddzielnym modułem jak wynikałoby ze schematu odbiornika. Jego elementy są rozmieszczone na płycie głównej i połączone bezpośrednio drukiem z innymi układami odbiornika.

Sygnał częstotliwości różnicowej fonii 5,5 MHz po wzmocnieniu w wzmacniaczu częstotliwości różnicowej zostaje doprowadzony do demodulatora FM. Układy te są zawarte również w strukturze wewnętrznej układu scalonego US101. Z układem demodulatora FM jest związany obwód strojony o częstotliwości 5,5 MHz (T601), dołączony do końcówki 13 układu US101. Wzmocniony wstępnie sygnał m.cz. fonii z końcówki 12 układu US101 doprowadzany przez elementy R605, C608 i R606 do końcówek 1 i 8 układu scalonego US601 spełniającego funkcje przełącznika sygnału m.cz. fonii. Układ US601 jest sterowany napięciem TV/VI otrzymywanym z końcówki 12 mikroprocesora US1.

W razie braku napięcia zasilającego +12 V układ z tranzystorem T601 uniemożliwia doprowadzenie sygnału fonii do wyjścia eurozłącza (styk 1 i 3), jak również do wejścia wzmacniacza mocy fonii z końcówki 2 przełącznika sygnału fonii (wejście wewnętrzne) oraz z styków 2 i 4 eurozłącza (wejście zewnętrzne) połączonego z końcówką 4 przełącznika.

Wewnętrzny/zewnętrzny sygnał m.cz. fonii jest doprowadzony przez kondensator C612 do końcówki 8 układu wzmacniacza mocy fonii z układem scalonym US602. Elektroniczna regulacja wzmocnienia odbywa się dzięki zmianie napięcia na końcówce 7 układu, otrzymanego z końcówki 2 mikroprocesora US1, a wzmacnianego do odpowiedniego poziomu przez dwustopniowy wzmacniacz prądu stałego z tranzystorami T602 i T603. Wzmacniacz mocy jest zasilany napięciem +18 V. Do wyjścia wzmacniacza mocy (końcówka 2) przez kondensator C620 jest podłączony głośnik o mocy 3 W o impedancji 8 Ω. □

(Dalszy ciąg w następnym nrze)



M E R A

Spółka z o.o.
02-363 Warszawa
Al. Jerozolimskie 202
Tel. 23 82 41 lub 23 76 50
Telex: 81 47 14, Fax: 23 87 40



BOPLA

o f e r u j e jako wyłączny dystrybutor firmy BOPLA

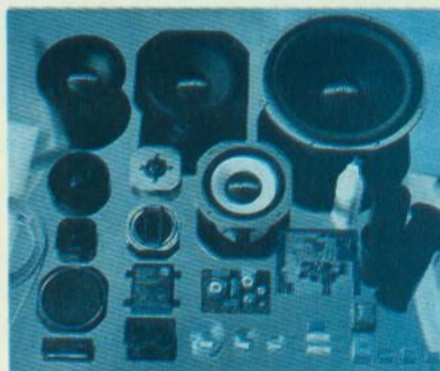
O B U D O W Y do sprzętu ELEKTRONICZNEGO i ELEKTROTECHNICZNEGO

Wszystkie obudowy spełniają wymagania norm międzynarodowych. Oferujemy szeroki asortyment typów i wymiarów

RO/192/92

Oferujemy zestawy głośnikowe, głośniki, zwrotnice i inne elementy do montażu zestawów głośnikowych firmy

VISATON® WEST GERMANY



Wysyłamy za pobraniem pocztowym:
— Katalog głośników i części Art. nr 0001
— Katalog konstrukcji zestawów głośnikowych Art. nr 0101

Zapraszamy do współpracy dystrybutorów

GRELTON

34-400 Nowy Targ
ul. Grel 61
Tel. (0-187) 663-51 Fax (0-187) 621-02

RO/21/91

Zdalne sterowanie OTV podczerwienią

Grzegorz Todryk

W artykule opisano układ zdalnego sterowania do telewizora Helios TC500. Układ umożliwia włączanie odbiornika, przełączanie kanałów i włączanie fonii. Kodowanie rozkazów polega na przypisaniu każdej z realizowanych funkcji odpowiedniej liczby impulsów. Rozkazy są przesyłane w zakresie promieniowania podczerwonego. W urządzeniu wykorzystano układy CMOS, które nie wymagają stabilizacji napięcia zasilania i charakteryzują się małym poborem mocy.

Schemat nadajnika przedstawiono na rys. 1. Układ US1, zawierający dwa przerzutniki typu D, spełnia funkcję programowanego licznika zliczającego wstecz. Licznik ten odlicza liczbę generowanych impulsów i jest programowany za pomocą wejść ustawiających S i zerujących R, połączonych z przyciskami P1÷P3. Doprowadzenie stanu wysokiego do wejścia ustawiającego S wymusza stan wysoki na wyjściu Q przerzutnika, a doprowadzenie stanu wysokiego do wejścia zerującego R wymusza stan niski na wyjściu Q. Określa się to jako ustawianie i zerowanie przerzutnika.

Przyciskiem P1 wymusza się ustawienie przerzutnika pierwszego i wyzerowanie drugiego, przyciskiem P2 ustawia się drugi i zeruje pierwszy przerzutnik, a przyciskiem P3 ustawia się oba przerzutniki. Odpowiada to odpowiednio zliczeniu 1, 2 lub 3 impulsów.

Ustawienie dowolnego z przerzutników powoduje przewodzenie tranzystorów T1 i T2. Tranzystor T1 blokuje klawiaturę na czas generowania rozkazu, a tranzystor T2 uruchamia generator zegarowy z bramkami B1 i B2. Na wyjściu generatora uzyskuje się przebieg prostokątny o parametrach:

— stan niski o czasie trwania t_L = R11·C2·ln 3 ≈ 1,5 ms (pierwszy impuls jest dłuższy R11·C2 ln·4 ≈ 1,7 ms)

— stan wysoki o czasie trwania t_H = (R10+R11)·C2·ln 3 ≈ 15 ms.

W czasie trwania stanu niskiego na wyjściu bramki B2, uruchomiony zostaje generator przebiegu nośnego (bramki B3, B4) o częstotliwości 20 kHz (1/f = 2R13·C3·ln 3). Jednocześnie z wyjścia bramki B2 sygnał jest doprowadzany do wejścia zegarowego CK pierwszego przerzutnika. Zmiana jego stanu następuje przy narastającym zboczu sygnału z generatora zegarowego (bramki B1, B2).

Po wygenerowaniu zaprogramowanej liczby impulsów oba przerzutniki licznika US1 zostają wyzerowane, a tym samym zatkane zostaną tranzystory T1 i T2. Generator z bramkami B1, B2 zostaje zablokowany, a kondensator C1 ładuje się przez rezystor R1.

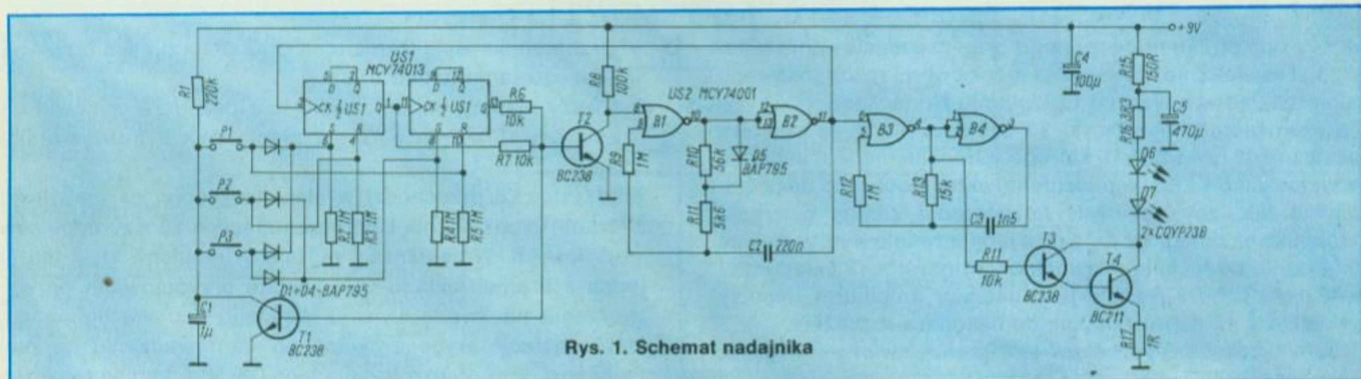
Wygenerowanie nowego rozkazu (lub powtórzenie poprzedniego) jest możliwe po naładowaniu się kondensatora C1 do połowy napięcia zasilania, a więc po czasie t_p = R1·C1·ln 2 = 150 ms od zakończenia poprzedniego rozkazu. Impulsy z wyjścia bramki B3 sterują stopniem wyjściowym (tranzystory T3, T4), którego obciążeniem są diody D6 i D7 emitujące promieniowanie podczerwone.

W czasie przewodzenia tranzystorów T3 i T4, przez diody D6, D7 płynie prąd impulsowy, którego wartość szczytowa I_{max} jest ograniczona rezystancją wypadkową szeregowo połączonych rezystorów R16 i R17.

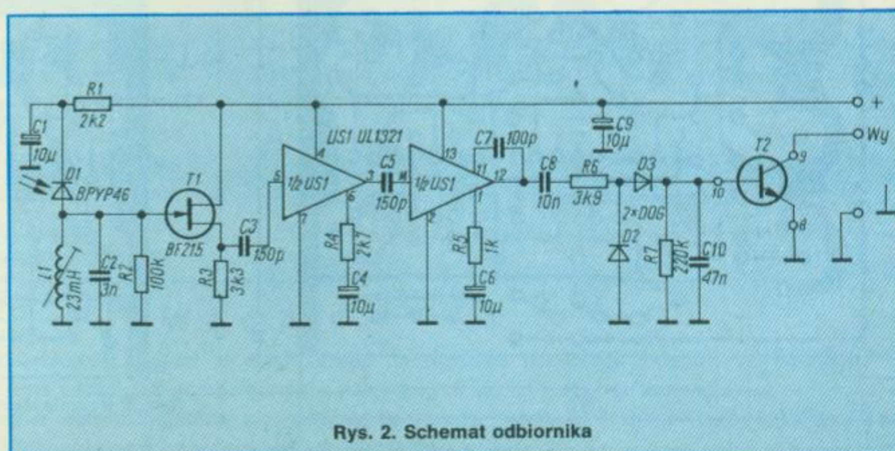
Kondensator C5 jest źródłem energii w czasie pracy stopnia wyjściowego. Napięcie na nim nieznacznie maleje, ale wiąże się to tylko ze zmniejszeniem prądu płynącego przez diody, czyli nieznacznym zmniejszeniem mocy promieniowania. Wartość średnia prądu płynącego przez diody D6, D7 wynosi ok. 0,05 I_{max}, czyli ok. 50 mA, a przy powtarzaniu rozkazu mniej niż 12 mA.

Schemat odbiornika podczerwieni jest przedstawiony na rys. 2. Prąd fotodiody D1 jest wprost proporcjonalny do mocy promieniowania podczerwonego padającego na jej powierzchnię. Bilans mocy łącza optoelektronicznego można znaleźć w literaturze [1].

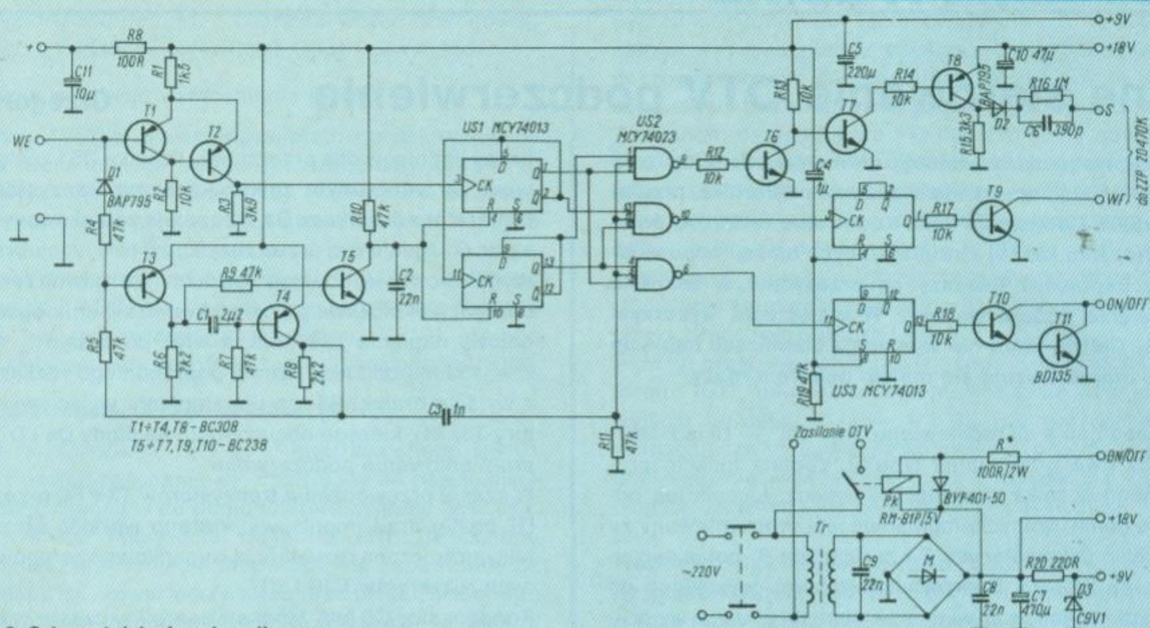
Obciążeniem fotodiody D1 jest obwód rezonansowy L1, C2, który zapewnia selektywność układu niezbędną do wyeliminowania szerokopasmowych zakłóceń, wytwarzanych przez



Rys. 1. Schemat nadajnika



Rys. 2. Schemat odbiornika


Rys. 3. Schemat dekodera i zasilacza

układy odbiornika telewizyjnego oraz promieniowanie kineskopu i oświetlenie zewnętrzne (bez obwodu rezonansowego odbiornik był wrażliwy na oświetlenie słoneczne).

Za wtórnikiem separującym T1 znajduje się dwustopniowy wzmacniacz (układ US1), którego wzmocnienie jest ustalone rezystorami R4 i R5. Wzmocnienie układu dobrano doświadczalnie tak, aby zapewnić bezpośredni zasięg działania nadajnika na odległość 4 ÷ 5 m, a jednocześnie wyeliminować skutecznie zakłócenia. Wewnętrzny tranzystor T2 układu US1 z diodami D2, D3 pracuje jako detektor amplitudy. Impulsy z detektora są doprowadzane do dekodera rozkazów.

Schemat dekodera rozkazów jest przedstawiony na rys. 3. Dekoder składa się z:

— przerzutnika Schmitta (tranzystory T1, T2) zapewniającego odpowiednią stromość zboczy wymaganą do poprawnej pracy licznika US1

— przerzutnika monostabilnego (tranzystory T3, T4) wyznaczające czas odbierania rozkazu

— licznika impulsów (ukląd US1)

— demultipleksera (bramki NAND układu US2) adresowanego przez wyjścia licznika US1, przepuszczającego impuls sterujący na odpowiednie dla każdego z rozkazów wyjście

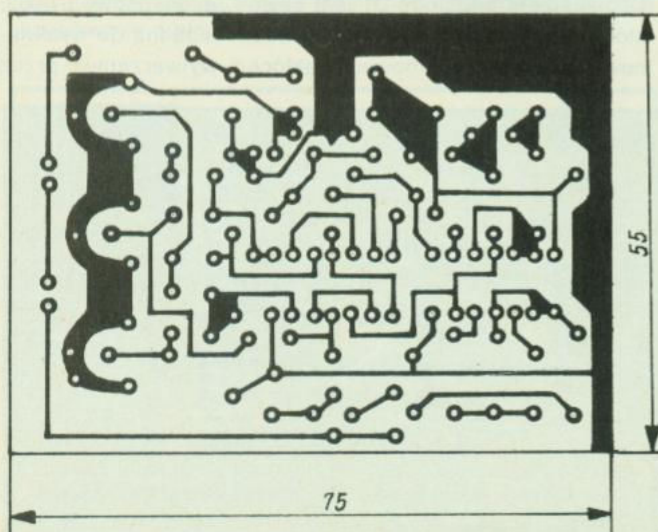
— układu wytwarzania impulsu służącego do sekwencyjnego przełączania programów (tranzystory T6 ÷ T8 oraz elementy współpracujące)

— przerzutnika wyłączenia fonii oraz przerzutnika przejścia w stan czuwania (układ US3).

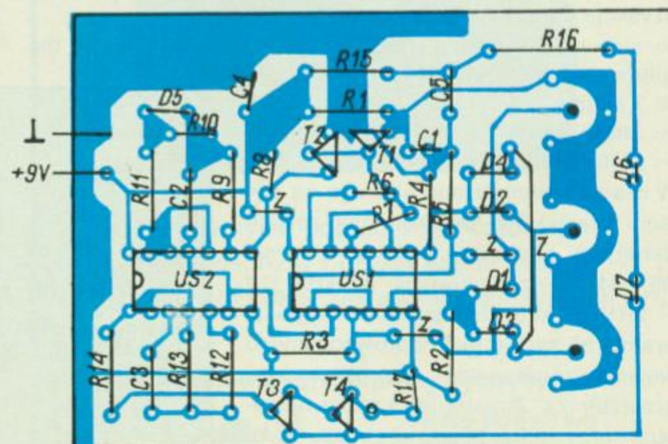
Pierwszy ujemny impuls na wejściu dekodera wyzwala na czas $t_{odb} = 0{,}7 \cdot R7 \cdot C1 = 70$ ms przerzutnik z tranzystorami T3 i T4.

Tranzystor T5 przechodzi w stan nasycenia, co umożliwia zliczanie przez licznik US1 narastających zboczy impulsów wejściowych. W zależności od liczby impulsów (1, 2 lub 3) jedna z bramek układu US2 zostaje przygotowana do wytworzenia na swoim wyjściu krótkiego impulsu ujemnego, który zostanie wygenerowany po doprowadzeniu do niej impulsu z obwodu różniczkującego C3, R11. Impuls ten (czas trwania $t_{wy} = R11 \cdot C3 \cdot \ln 2 = 30\ \mu s$) powstaje przy zmianie stanu przerzutnika monostabilnego T3, T4, po odmierzeniu czasu odbioru t_{odb}. Po zmianie stanu przerzutnika T3, T4 zostaje zatkany tranzystor T5 i następuje ładowanie kondensatora C2 przez rezystor R10. Kondensator C2 wprowadza opóźnienie ($t_{op} = R10 \cdot C2 \cdot \ln 2 \approx 0{,}7$ ms) w zerowaniu licznika US1, potrzebne do zdekodowania stanu jego wyjść i wygenerowania ujemnego impulsu na wyjściu jednej z bramek demultipleksera. Impuls, w zależności gdzie wystąpi, spowoduje:

— zatkanie tranzystora T6 i przewodzenie tranzystorów T7,



Rys. 4. Płytka drukowana nadajnika



Rys. 5. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej nadajnika

Rys. 6. Płytka drukowana odbiornika

Rys. 7. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej odbiornika

T8, w wyniku czego na wyjściu S uzyska się impuls o amplitudzie min 15 V i czasie trwania 1 μs [2]

— zmianę stanu przerzutnika stand-by (czuwanie) - następuje włączenie lub wyłączenie telewizora (wyjście ON/OFF)

— zmianę stanu przerzutnika wyłączenia fonii — następuje wyciszenie lub włączenie toru fonii (wyjście WF).

Układ telewizora i dekodera jest odłączany od sieci włącznikiem sieciowym telewizora. Po włączeniu, dzięki elementom R19, C4, przerzutniki układu US3 zostają ustawione w stan odpowiadający włączeniu przekaźnika Pk (włączenie zasilania OTV) oraz odblokowaniu fonii.

Uruchomienie

Nadajnik został zmontowany na płytce drukowanej (rys. 4) zgodnie ze schematem montażowym (rys. 5). Jako przyciski P1 ÷ P3 wykorzystano blaszki sprężynujące od przycisków programatora telewizyjnego przyklejone do płytki od strony druku, za pomocą taśmy samoprzylepnej.

Schemat połączeń drukowanych do odbiornika podczerwieni przedstawiono na rys. 6, a schemat montażowy na rys. 7. Funkcję cewki L1 spełnia cewka z filtru MPX 19 kHz z płytki CNRS2 magnetofonów ZR "Kasprzak". Obwód rezonansowy z cewką L1 wymaga zestrojenia.

Strojenie należy przeprowadzić następująco. Oba wejścia bramki B1 w nadajniku zewrzeć do masy. Z wyjścia bramki B3 (lub B4) w nadajniku doprowadzić, przez rezystor o wartości kilka MΩ, sygnał do bazy tranzystora T1 i stroić rdzeniem cewki L1 na maksimum napięcia na detektorze amplitudy — baza tranzystora T2.

Rys. 8. Płytka drukowana dekodera i zasilacza

Rys. 9. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej dekodera i zasilacza

Układ odbiornika należy zaekranować. Płytkę drukowaną dekodera i zasilacza przedstawiono na rys. 8, a rozmieszczenie elementów na rys. 9. W płytkę są wlutowane bolce, na które nakłada się 3-końcówkowe gniazda plastykowe. Gniazdo Gn1 służy do dołączania odbiornika podczerwieni, a Gn2 jest połączone z programatorem ZZP 20470K trzema przewodami: masa, WF (wyłączanie fonii) i S (przełączanie sekwencyjne). Tak są oznaczone odpowiednie punkty na płytce programatora OTV. Rezystor R16 jest przylutowany od strony druku, równolegle do kondensatora C6. Jako transformator Tr zastosowano transformator dzwonkowy.

LITERATURA

[1] Tkaczyk Z.: Bariera optoelektroniczna. "Radioelektronik" nr 4/1987

[2] Dziubińska W.: Układy scalone UL1958 i UL1959. "Radioelektronik" nr 6/1987

UWAGA

Redakcja zaprasza do współpracy przedsiębiorczych ludzi w całym kraju, szczególnie właścicieli sklepów ze sprzętem elektronicznym i podzespołami oraz właścicieli przedsiębiorstw zajmujących się kolportażem czasopism.

Proponujemy bardzo dobre warunki finansowe wszystkim, którzy podejmą się sprzedaży "Radioelektronika Audio-HiFi-Video".

Szczegółowych informacji udziela redakcja.

Urządzenie zapłonowe do Fiata 126p (1)

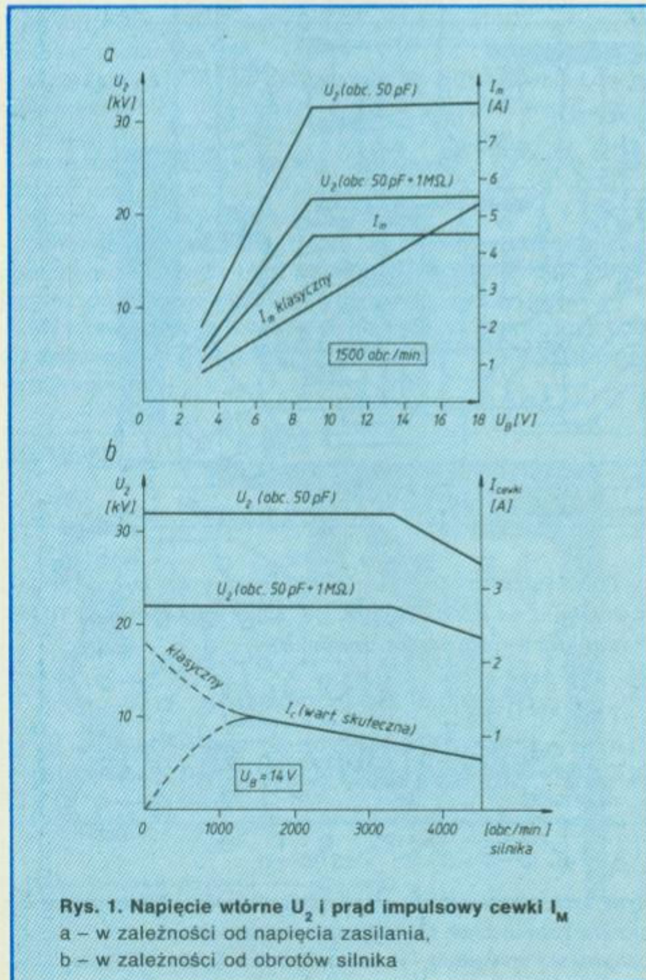
Stefan Roguski

Do końca ery "malucha" jeszcze u nas daleko i każda możliwość poprawy jego parametrów powinna być do końca wykorzystana, zwłaszcza jeżeli daje się stosunkowo prosto zrealizować.

Urządzenie zaprojektowano i wykonano w celu eliminacji podstawowych wad układu klasycznego, a szczególnie charakterystyki wyprzedzenia zapłonu, która ma największy wpływ na dynamikę i zużycie paliwa. Prosty układ elektryczny i duża niezawodność zostały osiągnięte dzięki bezpośredniej zamianie sygnału napięciowego z czujnika na wartość kątową bez dodatkowych układów przetwarzających.

Dane techniczne

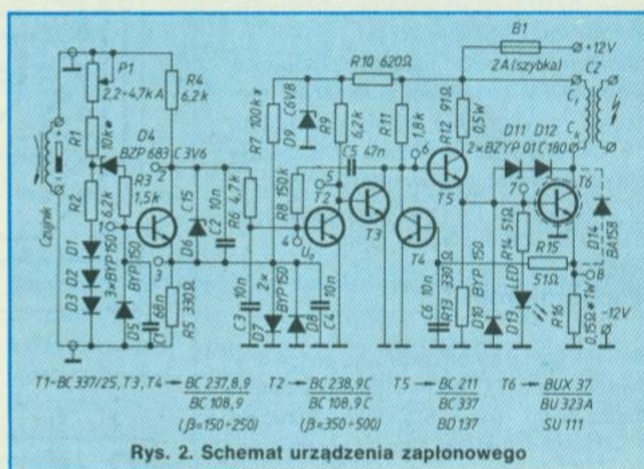
Napięcie zasilania:	5÷18 V
Prąd pobierany bez wysterowania:	≤15 mA
Prąd impulsowy cewki Im:	max 4,5 A
Prąd średni (wartość skuteczna):	patrz rys. 1b
Napięcie sterujące minimalne:	≤300 mV
Czujnik magnetoindukcyjny:	1500÷3000 Ω
Średni kąt włączenia cewki:	60°
Napięcie wtórne (obciążenie 50 pF):	32 kV
Przerwa na świecach zapłonowych:	0,8 mm
Symetria powstawania iskier:	co 180° ±0,1°
Stabilność temperaturowa wyprzedzenia zapłonu przy t = 80°C/1000 obr/min:	zmiany niezauważalne
Pozostałe parametry:	rys. 1 oraz w tekście



Rys. 1. Napięcie wtórne U_2 i prąd impulsowy cewki I_M
a – w zależności od napięcia zasilania,
b – w zależności od obrotów silnika

Zasada działania układu

Schemat urządzenia jest przedstawiony na rys. 2.
Przy nieruchomym silniku i włączonym napięciu zasilania tranzystor T3 jest wysterowany przez rezystor R9 do pełnego nasycenia i blokuje tranzystory T5 i T6. Prąd przez cewkę zapłonową nie płynie. Tranzystory T1 i T2 są również zatkane. Po uruchomieniu silnika, gdy napięcie indukowane w cewce czujnika przekroczy wartość 0,3 V (dodając się do napięcia odniesienia) przez rezystory R4 i R6 zostanie wysterowany tranzystor T2, który przechodzi w stan nasycenia blokując tranzystor T3. Tranzystor T5 zostaje wówczas wysterowany przez rezystor R11, a wraz z nim otwiera się tranzystor T6 powodując przepływ prądu w cewce.



Rys. 2. Schemat urządzenia zapłonowego

Tranzystor T4 pracuje jako ogranicznik prądu cewki, który po przekroczeniu wartości 4,5 A zostaje wysterowany spadkiem napięcia na rezystorze R16 powodując zmniejszenie wysterowania tranzystora T6 przez tranzystor T5. Gdy dodatnia część przebiegu napięcia czujnika spada szybko przy zmianie biegunowości magnesu, tranzystor T2 przechodzi w stan odcięcia, tranzystor T3 zostaje nasycony, a tranzystory T5 i T6 odcięte. Szybki zanik prądu cewki powoduje wytworzenie wysokiego napięcia w obwodzie wtórnym. Rezystor R8 i kondensator C5 przyspieszają przełączanie przerzutnika dwustabilnego, zbudowanego z tranzystorami T2 i T3. LED D13 wskazuje wysterowanie tranzystora mocy. Rezystor R7 wraz z diodą D7 ustalają napięcie odniesienia Uo na poziomie 0,36÷0,38 V; zwiększa ono czułość układu oraz uniezależnia ją od temperatury otoczenia (zmienia się wraz z napięciem U_{BE} T2).
Kondensatory C2, C3, C4 i C6 likwidują oscylacje w.cz. powstające przy przełączaniu tranzystorów. Diody D11, D12, D14 zabezpieczają tranzystor mocy. Jeżeli jako T6 zastosować tranzystor inny niż BUX37, trzeba sprawdzić czy ma on w strukturze diodę wsteczną; jeśli nie, trzeba do niego dołączyć diodę BA157÷9 (D14 na rys. 2).
Bezpiecznik topikowy zabezpiecza układ przed prądem ciągłym w razie awarii. Układ jest jednak niewrażliwy na zwarcie między przewodami czujnika, zwarcie do masy oraz przerwę. Przebiegi napięciowe w różnych punktach układu są przedstawione na rys. 3.

Zasada działania regulatora zapłonu

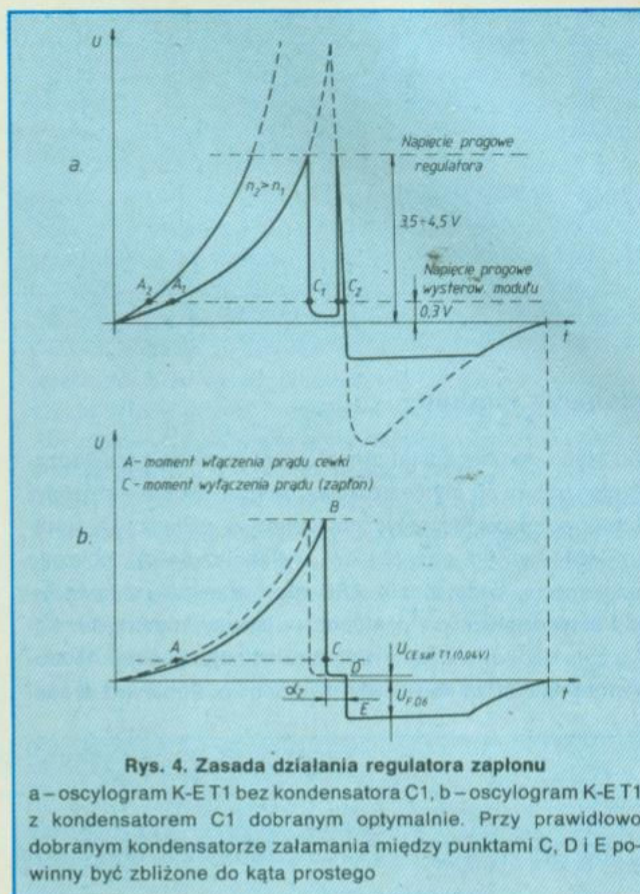
Przy wzroście prędkości obrotowej czujnika wzrasta amplituda jego napięcia wyjściowego. Gdy osiągnie ono ok.

4 V (przy ok. 400 obr/min), wówczas przez diodę Zenera D4 i rezystor R3 zostaje wysterowany tranzystor T1. Przechodząc szybko w stan nasycenia ustala on sygnał z czujnika na wartość ok. 0,04 V (U_{CEsat}). Pozostałe tranzystory zachowują się wtedy tak, jak przy przejściu sygnału czujnika przez zero. Ponieważ amplituda sygnału czujnika rośnie wykładniczo ze wzrostem obrotów, zatem i blokowanie sygnału przez tranzystor T1 następuje wcześniej, a tym samym wzrasta kąt wyprzedzenia zapłonu. W praktyce linia zmiany biegunowości czujnika nie jest idealnie pionowa (rys. 4a), a narastanie napięcia jest zbyt szybkie (za duże byłoby wyprzedzenie), bardzo ważną funkcję pełni więc kondensator C1. Powoduje on że napięcie na bazie tranzystora T1 osiąga pełną wartość nieco później (rys. 4b), dając korzystne opóźnienie zapłonu. Napięcie to utrzymuje się nieco dłużej dzięki czemu tranzystor zwiera pozostałą część impulsu czujnika, która jeszcze przez moment wzrosła by, gdyby tranzystor T1 został wcześniej otwarty. Praktycznie mogłoby to powodować dodatkową iskrę w czasie zmiany biegunowości napięcia czujnika. Wartość tego kondensatora zależy od "ostrości" biegunów czujnika (wzrasta ze wzrostem promienia wierzchołka) i dla układu modelowego wynosiła 68 nF przy wymiarach wierzchołków przedstawionych na rys. 6.

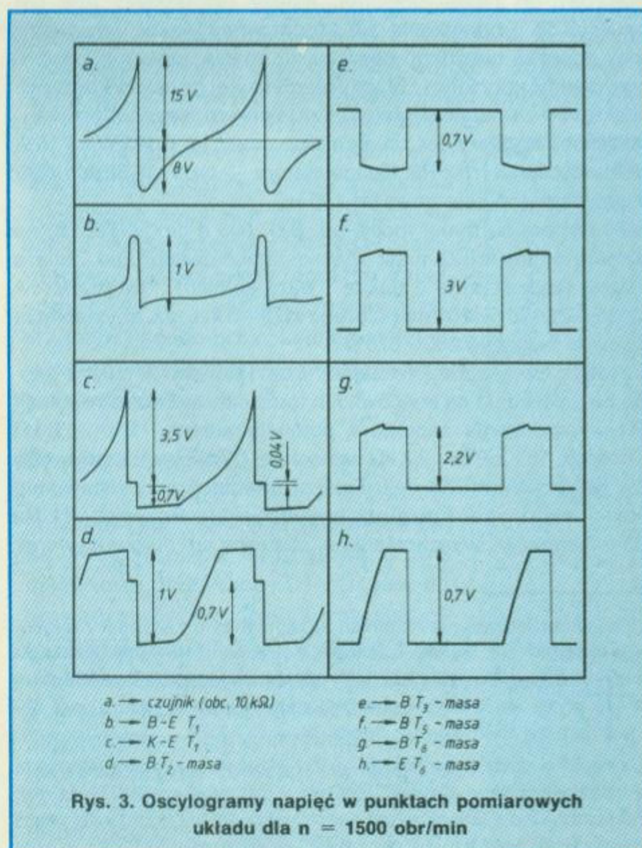
Rezystor emiterowy R5 poprawia liniowość charakterystyki na jej początkowym odcinku i nie powinien być mniejszy od 220 Ω, ale ze wzrostem wartości powoduje on również duże opóźnienie zapłonu.

Diodą Zenera D4 można regulować narastanie charakterystyki: typ 3V3 przyspiesza narastanie charakterystyki, a typ 3V9 opóźnia w stosunku do typu 3V6. Diody D1, D2, D3 służą do dokładnej stabilizacji temperaturowej (kompensują zmianę U_{BE} tranzystora T1). W praktyce przy zmianach temperatury od $-20^{\circ}C$ do $80^{\circ}C$ nie ma zauważalnej zmiany kąta wyprzedzenia zapłonu. Diody D5 i D6 zabezpieczają tranzystor T1 przy ujemnej amplitudzie sygnału czujnika oraz przypadkowymi impulsami o amplitudzie powyżej 15 V. Do prawidłowej pracy tego stopnia tranzystor T1 musi mieć małe napięcie nasycenia. Przy dołączonej zamiast czujnika baterii 7÷9 V jego napięcie kolektor-emiter nie powinno przekraczać 0,06 V. Większość tranzystorów małej mocy spełnia te warunki, ale popularny tranzystor BC107 — nie zawsze (najlepsze są tranzystory BC337/25). Po nagrzaniu czujnika wzrasta rezystancja cewki i spadek napięcia zwiększa się, powodując niewielkie opóźnienie zapłonu o ok. 2° (dla wału korbowego) na 1000 Ω wzrostu rezystancji. Jest to zjawisko korzystne.

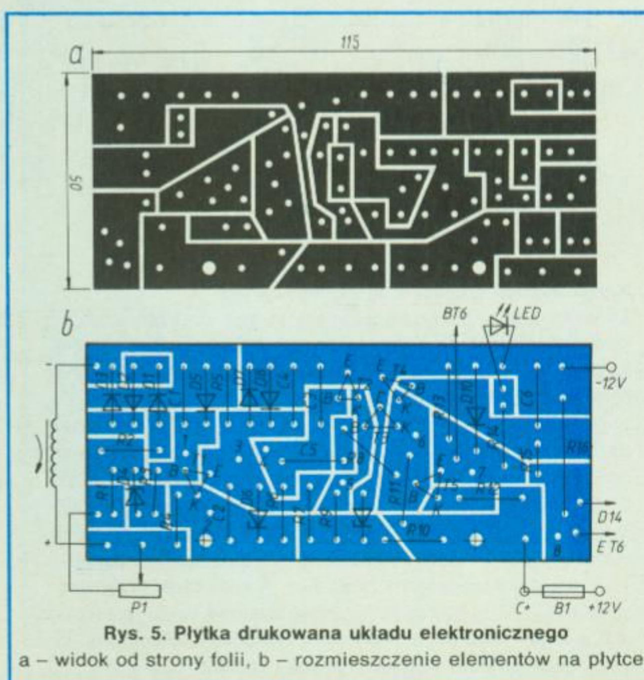
Przy pomiarach statycznych tego stopnia nie należy włączać napięcia zasilania całego układu.



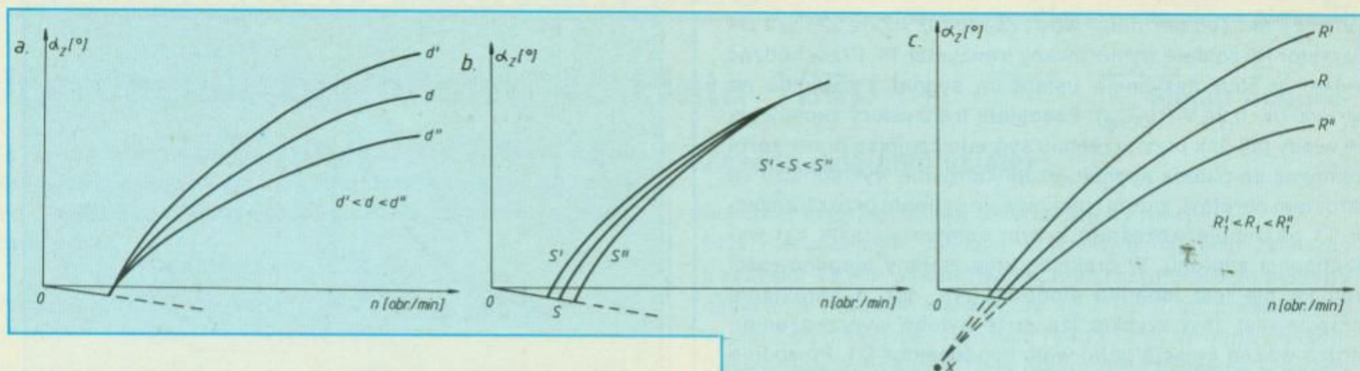
Rys. 4. Zasada działania regulatora zapłonu
a – oscylogram K-E T1 bez kondensatora C1, b – oscylogram K-E T1 z kondensatorem C1 dobranym optymalnie. Przy prawidłowo dobranym kondensatorze załamania między punktami C, D i E powinny być zbliżone do kąta prostego



Rys. 3. Oscylogramy napięć w punktach pomiarowych układu dla n = 1500 obr/min



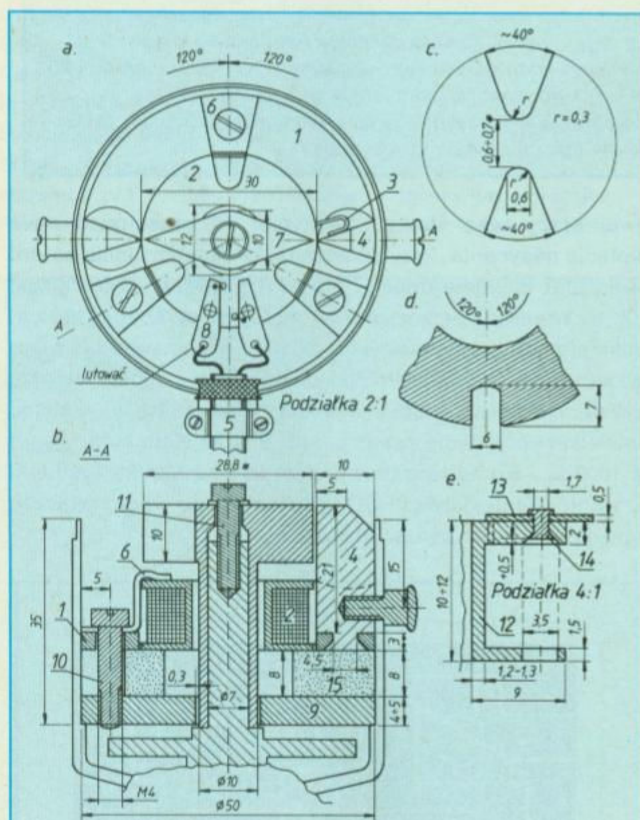
Rys. 5. Płytka drukowana układu elektronicznego
a – widok od strony folii, b – rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 7. Zależność charakterystyki od niektórych elementów
a – od średnicy wirnika; b – od górnej szczeliny powietrznej; c – od rezystancji rezystora R1 (tak samo przebiega przy zmianie rezystancji P1, oraz rezystancji szeregowej z czujnikiem).
★) szacunkowy punkt zbieżności charakterystyk na podstawie wielokrotnych pomiarów i wykreśleń

Wykonanie modułu

Układ elektroniczny został zmontowany metodą przewodzących płaszczyzn na płytce drukowanej (rys. 5) i umieszczonej w dolnej połówce hermetycznej obudowy wyłącznika cieplnego M611 w ten sposób, że zaciski czujnika, pokrętło potencjometru, bezpiecznik, LED oraz przewody z końcówkami konektorowymi są dostępne od strony komory silnikowej, a cała obudowa wraz z radiatorem znajduje się w obudowie wlotu powietrza nad cewką zapłonową. Ponieważ średni



Rys. 6. Budowa czujnika magnetoindukcyjnego
a – widok z góry, b – przekrój łamany (A-A), c – zbliżenie zębów wirnika i stojana, d – wymiary wycięcia w magnesie, e – fragment korpusu cewki z przekrojem wyprowadzenia, ★ – szczelina dobierana przy uruchomieniu
1 – zwora górna (stal); 2 – cewka (ø 12x30), wskazana impregnacja; 3 – znacznik kątowy (mosiądz); 4 – nabiegunnik (ząb) stojana (stal); 5 – wyprowadzenie przewodu (mosiądz + tekstolit); 6 – obejma mocująca cewkę (mosiądz); 7 – wirnik (stal); 8 – końcówka lutownicza cewki (mosiądz, miedź); 9 – dolna zwora (stal); 10 – wkręt mocujący zwory z magnesem (mosiądz); 11 – wkręt mocujący wirnik (stal); 12 – korpus cewki (fragment) – tekstolit; 13 – końcówka wyprowadzeniowa cewki (przekrój) mat. p. 8; 14 – nit mocujący końcówkę z korpusem (aluminium); 15 – magnes ferrytowy ø 22x50 z głośnika GD10/2

prąd pobierany przez urządzenie jest niewielki (ok. 1 A), tranzystor mocy nie musi mieć dużego radiatora — wystarczy ok. 40 cm^2 blachy Al grubości 2,5÷3 mm. Radiator musi być połączony z masą, a tranzystor odizolowany od niego przekładką mikową lub nomeksową. Taką konstrukcję zastosowano ze względu na możliwość wprowadzania zakłóceń do układu przy radiatorze połączonym z kolektorem nie uziemionym [1]. Rezystor R1 nie powinien być wlutowany w płytkę bezpośrednio lecz za pomocą wsporników (łatwo wtedy go zmieniać podczas uruchomienia); to samo dotyczy rezystorów R7 i R16, chociaż te ostatnie można dobrać poza układem. Rezystor R16 został nawinięty na rezystorze OWZ 0,5 W (11 zw. drutu ø 0,6 z nowego srebra lub 23 zw. ø 0,42 z mosiądzu), nie należy stosować trudnych do lutowania materiałów oporowych.
Moduł współpracuje z typową cewką zapłonową 101 "Biazet" lub 42400002 "Zelmot" 1,5 Ω w układzie bezrozdzielaczowym, podłączenie końcówek po stronie pierwotnej i wtórnej jest obojętne [2]. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy cewce, dołączony do plusa zasilania, należy pozostawić. Aby nie dopuścić do gromadzenia się kropel wody wokół tranzystora mocy podczas ulewnego deszczu lub mycia, należy go dodatkowo osłonić korytkiem z blachy aluminiowej grubości 1 mm, ew. kilkakrotnie zamalować klejem lub lakierem wodoodpornym.
Wszystkie rezystory, jeśli nie podano mocy, są 0,125 W/ ±10% oprócz dobieranych i R8. Kondensatory — typu MKSE lub KSE na dowolne napięcie powyżej 100 V
Diody Zenera są małej mocy, np. BZP 683 a diody BYP150 na dowolne napięcie. Zamiast wysokonapięciowych diod Zenera można wykorzystać złącza baza-kolektor tranzystorów BD135÷BD140, włączając szeregowo 2÷3 szt. tak, aby napięcie całkowite wynosiło 330÷370 V.
Wszystkie diody zabezpieczające tranzystor mocy należy lutować bezpośrednio na końcówkach tranzystora. Zakres regulacji kąta wyprzedzenia zapłonu z potencjometrem P1 = 4,7 kΩ wynosi ok. 15°, z P1 = 2,2 kΩ wynosi ok. 7° (dla wału korbowego przy 4000 obr/min). W celu lepszej orientacji przy ustawianiu potencjometru trzeba do niego wykonać skalę. Rezystory R1, R2 i R5 powinny być wysokostabilne, starzone lub długo używane.

[1] Podczas uruchomiania ostatnich egzemplarzy urządzenia zapłonowego okazało się, że nie zachodzi potrzeba izolowania kolektora tranzystora mocy od radiatora (jeśli nie jest on jednocześnie obudową lub nie styka się z nadwoziem). Oddziaływanie kolektora jest odczuwalne przy braku kondensatora C4.

[2] **Uwaga!** Po zmierzeniu cewek "101" i "4240" okazało się, że różnią się indukcyjnościami. Cewka "101" ma 9 mH, cewka "4240" – 11 mH. Oznacza to, że dla jednakowych energii iskry (95 mJ) należy dla cewki "101" przyjąć prąd 4,6 A a dla "4240" — 4,2 A przy 18°C.

Wykonanie czujnika

Ponieważ czujnik służy nie tylko do sterowania modułu, lecz także dostarcza sygnał kształtujący charakterystykę wyprzedzenia zapłonu, a ponadto jest "termistorem", musi być wykonany dokładnie. Wymiary elementów czujnika są przedstawione na rys. 6.

Jeżeli aparat zapłonowy użyty do budowy czujnika nie jest nowy, a oś główna ma duże luzy, należy go wytulejować używając do tego tulejek od pralki wirnikowej. Najlepszym rozwiązaniem byłoby zamontowanie łożyska tocznego typu 627zz pod dolną zworą. Wycięcia na śruby w magnesie należy szlifować ostrożnie na miękkiej tarczy ściernej.

Magnes pochodzi od uszkodzonego głośnika GD 10/2 W, lecz aby go wyjąć bez uszkodzenia należy całość głośnika podgrzać do ok. 100°C. Korpus cewki jest wykonany z tekstolitu grubości 10÷12 mm. Uzwojenie zawiera 6000÷7000 zw. DNE ø 0,06÷0,07. Wszystkie śruby, obejmki itp. powinny być wykonane z materiału niemagnetycznego, najlepiej z mosiądzu. Bieguny stojana i wirnika nie powinny być obrabiane na wymiar wyjściowy, lecz pozostawione nieco szersze i dopiero po kolejnych przymiarkach obrobione na wymiar końcowy ze zwróceniem szczególnej uwagi na symetrię biegunów stojana i wirnika w obu położeniach. Do jednego z biegunów stojana trzeba przylutować lub przykręcić znacznik określający kąt wyprzedzenia zapłonu, np. 10° pamiętając, że każdy milimetr pomyłki, to kilka stopni na wale korbowym. Do wkręta mocującego wirnik trzeba przylutować kawałek mosiężnego wałka 8÷12 mm zależnie od średnicy wężyka, używanego do łączenia go z wiertarką podczas uruchamiania.

Ogólnie, wyprzedzenie zapłonu maleje ze wzrostem średnicy wirnika, wzrasta ze zmniejszeniem średnicy przy dużych obrotach, zaś przy małych obrotach wyprzedzenie silnie zależy od szczeliny powietrznej i maleje ze wzrostem szczeliny (rys. 7). Aby zapewnić wysterowanie przy obrotach rozruchowych szczelina nie powinna być jednak większa od 0,7 mm.

Należy zwrócić uwagę, aby magnes nie był rozmagnesowany, a bieguny magnetyczne były z jak najmiększej stali. Całość powinna ściśle mieścić się w tulei aparatu. Czujnik jest połączony z modułem za pomocą przewodu dwużyłowego ekranowanego; połączenie nie powinno przebiegać w jednej wiązce z przewodami wysokiego napięcia (zakłócenia!).

(Dalszy ciąg w następnym numerze) □

Impulsowo-fazowy regulator mocy

Andrzej Szęszoł

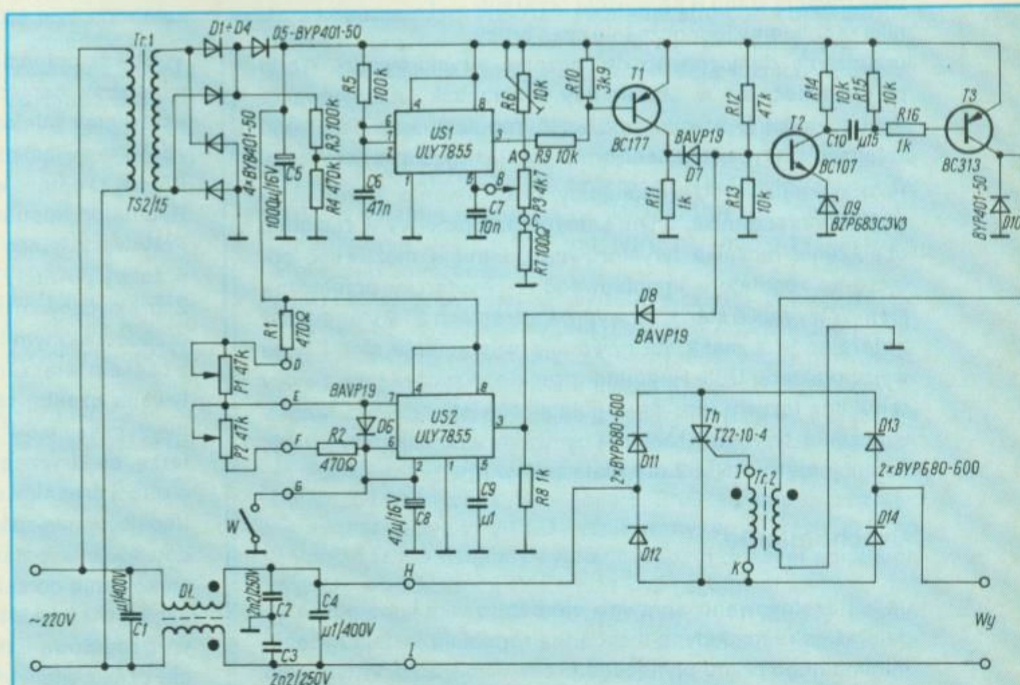
Oryginalne rozwiązanie regulatora mocy: grupowy i fazowy jednocześnie. Regulacja fazowa odbywa się w obrębie grupy sinusoid określonej przez regulację grupową. Przedstawiono rozszerzenie możliwości regulacji różnych urządzeń.

Regulator ten został wykonany z myślą o zastosowaniu go do sterowania pracą wiertarki ręcznej, gdzie umożliwia niezależną regulację obrotów i momentu obrotowego silnika. Można go też zastosować do regulacji oświetlenia, temperatury urządzeń grzejnych oraz regulacji obrotów dowolnych silników komutatorowych zasilanych prądem zmiennym. Regulacja mocy odbywa się przez zmianę kąta włączenia łącznika tyrystorowego, regulacja obrotów jest regulacją impulsową z oddzielną regulacją czasu włączenia silnika i czasu przerwy z tym, że w czasie włączenia silnika przez regulator impulsowy (grupowy) wartość średnia prądu przepływającego przez silnik jest zależna od kąta włączenia nastawionego w regulatorze fazowym.

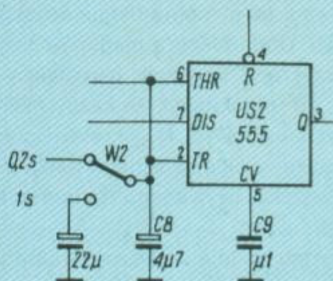
Działanie układu

Schemat regulatora jest przedstawiony na rys. 1. Napięcie wyprostowane dwupołówkowo przez diody D1÷D4 jest doprowadzane przez dzielnik rezystancyjny R3/R4 do wejścia wyzwalającego układu scalonego US1. Timer US1 pracuje tu jako przerzutnik monostabilny z regulowanym progiem komparacji, wyzwalany opadającym zboczem napięcia sieci. Przy ustalonej stałej czasu R5-C6 jest to równoważne napięciowej regulacji czasu trwania generowanego impulsu. Opadające zbocze generowanego impulsu jest przesunięte więc w czasie o okres zależny od napięcia, doprowadzanego do wyprowadzenia 5 US1, czyli od położenia suwaka potencjometru P3. Jeżeli więc z wyjścia 3 US1 będziemy sterować łącznik tyrystorowy, otrzymamy fazowy regulator mocy.

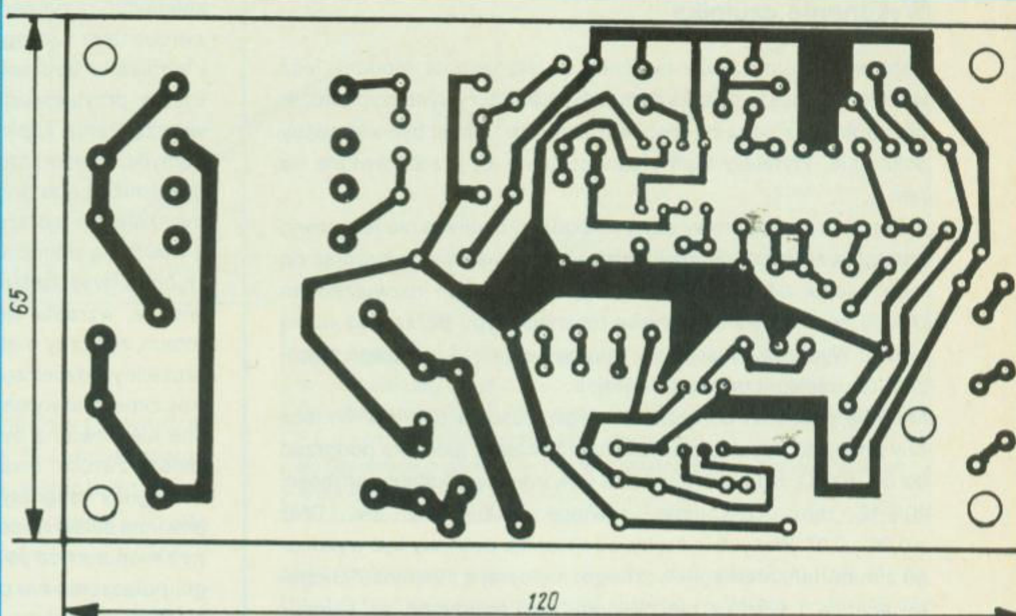
Impulsy z końcówki 3 układu US1 są przez rezystor R9 doprowadzane do bazy tranzystora T1, który odwraca ich fazę o 180°. Impulsy z jego kolektora są następnie doprowadzane do sumatora wykonanego z elementów D7, D8, D9, R8, R11, R12, R13, R14 i tranzystora T2. Jedno z wejść sumatora (katoda diody D7) jest połączone z regulatorem fazowym,



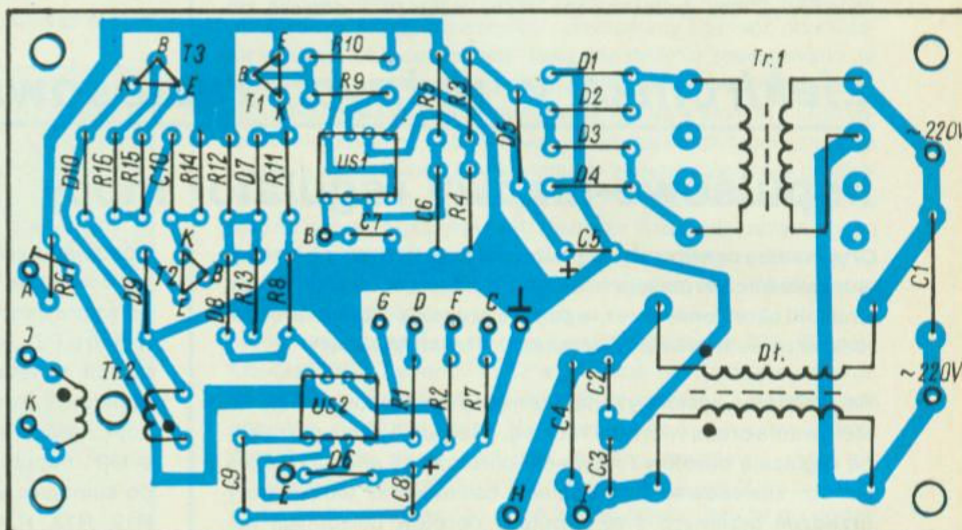
Rys. 1. Schemat regulatora mocy z regulacją fazową i impulsową



Rys. 2. Modyfikacja regulatora do pracy z wiertarką



Rys. 3. Płytka drukowana regulatora (widok od strony druku)



Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce

drugie (katoda diody D8) jest połączone z regulatorem impulsowym. Z wyjścia sumatora (kolektor tranzystora T2) jest sterowany tranzystor T3, który przez transformator impulsowy Tr2 steruje z kolei bramkę tyrystora Th. Warunkiem możliwości wyzwolenia tyrystora Th jest występowanie stanu wysokiego H na drugim wejściu sumatora (katoda diody D8), w przeciwnym bowiem razie dioda D8 przewodząc blokuje tranzystor T2 i uniemożliwia wysterowanie tyrystora.

Jako regulator grupowy pracuje przerzutnik astabilny US2 z niezależną regulacją stanu niskiego L i wysokiego H na wyjściu. Przebieg wyjściowy tego przerzutnika jest doprowadzany do katody diody D8. Regulując potencjometrem P2 czas trwania stanu H na wyjściu przerzutnika regulujemy jednocześnie czas pracy urządzenia dołączonego do łącznika tyrystorowego. Warto przypomnieć, że w chwili, gdy przerzutnik US2 wytwarza impuls dodatni, mamy możliwość regulacji kąta fazowego załączenia tyrystora potencjometrem P3 regulatora fazowego.

Potencjometrem P1 regulujemy czas trwania stanu L na wyjściu przerzutnika, a tym samym czas przerwy w zasilaniu obciążenia łącznika tyrystorowego. Istnieje możliwość odłączenia regulatora impulsowego — wystarczy przełącznikiem W wymusić stan L na wyprowadzeniach 2 i 6 układu US2 zwierając je z masą, co powoduje wystąpienie stanu H na wyjściu układu US3. Regulator pracuje wówczas jako zwykły regulator fazowy, np. do regulacji oświetlenia. Kąt fazowy włączania tyrystora regulujemy wtedy potencjometrem P3; potencjometry P1 i P2 nie mają wpływu na pracę układu.

Uruchomianie

Jeżeli zastosowano sprawne elementy, regulator powinien działać od razu. Jedyną niezbędną regulacją jest ustawienie minimalnego prądu płynącego przez obciążenie. W tym celu wyłączamy regulator impulsowy (zwierając przełącznik W), a do gniazda wyjściowego włączamy żarówkę, np. 100 W/220 V. Suwak potencjometru P3 ustawiamy w górnym położeniu, włączamy napięcie zasilania i rezystorem nastawnym R6 ustawiamy minimalną jaskrawość świecenia żarówki. Jeśli żarówka świeci nierównomiernie, należy zmienić stałą czasu R5, C6 i regulację przeprowadzić jeszcze raz.

Regulator impulsowy nie wymaga dodatkowych regulacji. Przy wartościach elementów jak na rys. 1 czas pracy i czas przerwy powinny regulować się od 20 ms do 2,2 s.

Z praktycznych doświadczeń pracy z wiertarką sterowaną przedstawionym tu regulatorem wynika, że praca impulsowa z czasem włączania i wyłączania po 2,2 s nie jest wykorzystywana często, choć w pewnych specyficznych zastosowaniach czasy 0,5÷1 s są przydatne. Np. wiercąc ręczną wiertarką elektryczną jednobiegową wiertłem piórowym otwór o dużej średnicy w sklejce jesteśmy normalnie zmuszeni do impulsowania zasilaniem wiertarki za pomocą wyłącznika, co powoduje wypalania styków w przyspieszonym tempie. Zastosowanie opisanego regulatora zwiększa żywotność wyłącznika wiertarki. Układ pracuje wówczas jako łącznik sieciowy o regulowanej częstotliwości załączeń z oddzielną regulacją czasu włączenia i wyłączenia, z jednoczesną regulacją mocy w czasie pracy (w tym trybie pracy regulator mocy ustawia się zazwyczaj na maksimum).

Ponad półtoraroczna eksploatacja tego regulatora doprowadziła do wniosku, że maksymalny wykorzystywany czas wyłączenia wynosił ok. 1 s. Został zamieniony kondensator C8 na 22 μF a i to uzyskiwane wtedy czasy były stosowane tylko w szczególnych przypadkach. Przy normalnej pracy układu jako regulatora obrotów i mocy czasy te były jeszcze krótsze i wynosiły ok. 0,2 s. Tak więc, jeśli regulator ma być stosowany tylko i wyłącznie do sterowania pracą wiertarki elektrycznej, należy maksymalne czasy włączania i wyłączania zmniejszyć do ok. 0,2 s, wlutowując na miejsce C8 kondensator 4,7 μF. Osiągamy wtedy w miarę płynną pracę wiertarki z zachowaniem szerokiego zakresu regulowanych obrotów nawet przy maksymalnym czasie wyłączenia. Regulator mocy działa bez zmian.

Jeżeli przewidujemy specjalne zastosowania regulatora, najlepszym rozwiązaniem będzie dodatkowy przełącznik, jak na rys. 2, umożliwiający przełączanie maksymalnych czasów włączenia i wyłączenia z 0,2 s na 1 s. W górnym położeniu regulator płynnie reguluje obroty wiertarki w całym zakresie regulacji, w dolnym może pracować jako łącznik o regulowanej częstości włączeń.

Z doświadczenia wynika, że podczas sterowania obrotów wiertarki regulatorem impulsowym przy regulatorze mocy nastawionym na maksimum silnik nie grzeje się nadmiernie. Zmniejszenie mocy regulatorem fazowym powoduje po dłuższym czasie pracy wzrost temperatury uzwojeń, co jest jednak zjawiskiem normalnym jako efekt zasilania silnika przebiegami o wielkiej stromości. Przebiegi te powodują wystąpienie zjawiska naskórkowości, a także wzrost strat w żelazie. Najbardziej niekorzystne warunki występują dla kąta włączania 90°. Z tego też powodu żądane warunki pracy silnika wiertarki należy nastawiać regulatorem impulsowym (potencjometry P1 i P2), a dopiero kiedy okaże się to niemożliwe, potencjometrem P3. Wiercąc kilka, a nawet kilkanaście otworów, wzrostu temperatury ponad normalny nawet nie zauważymy. Nie należy też stosować regulatora fazowego do sterowania transformatorów sieciowych po stronie pierwotnej, bo po kilku a najwyżej kilkunastu godzinach ciągłej pracy, ulegną one prawdopodobnie uszkodzeniu z powodu przegrzania w wyniku strat.

Transformator impulsowy Tr2 wykonano nawijając 2 uzwojenia, każde po 600 zw. DNE 0,09 na korpusie kubkowego rdzenia ferrytowego Ø 15 mm.

Zamiast tyrystora Th oraz diod D11÷D14 można zastosować dowolny triak o odpowiednio dużym prądzie przewodzenia i napięciu blokowania. W urządzeniu modelowym tyrystor Th i diody D11÷D14 umieszczono na wspólnym radiatorze poza płytką drukowaną, przykręcając tyrystor i diody D11÷D12 bezpośrednio do radiatora, a diody D13 i D14 — przez podkładki mikowe. **Uwaga. Radiator znajduje się wówczas na potencjale sieci i musi być bardzo dobrze odizolowany od obudowy urządzenia, jeżeli jest ona metalowa.**

Dławik filtru przeciwzakłóceniowego Dł nawinięto na korpusie rdzenia ferrytowego o przekroju kolumny środkowej 1,3 cm², w formie dwóch, starannie od siebie izolowanych uzwojeń po 40 zw. DNE 0,9. W razie trudności ze zdobyciem odpowiedniego rdzenia dławik ten można wykonać jako dwa oddzielne dławiki, nawinięte na odcinkach antenowego pręta ferrytowego, np. ze starego odbiornika, po 20÷40 zwojów drutu o przekroju odpowiednim do prądu obciążenia.

LITERATURA

Możdżyński, G.: ULY7855 jak sterownik tyrystorów i triaków. "Re" nr 6/1990 □

oceny eksploatacyjne



Leon Kossobudzki

Generator sygnałów telewizyjnych Testronik G-17KT

Naprawa telewizora kolorowego jest możliwa przy wykorzystaniu obrazu telewizyjnego ale nie może on stanowić jednoznacznego punktu odniesienia. W naszej TV zbyt często obraz jest różny od kamery do kamery i od filmu do filmu i w rezultacie obraz ustawiony prawidłowo na jednym z programów okazuje się zły na innych programach. Jedynym źródłem uzyskania stałych sygnałów okazuje się generator sygnałów.

Ocena eksploatacyjna dotyczyła generatora sygnałów telewizyjnych PAL-SECAM typu G-17KT, dostarczonego Redakcji przez warszawską firmę Testronik. Generator jest wyposażony również w teletekst, co wydaje się dziś granicą między generatorem o zastosowaniach przyszłościowych a generatorem tylko na dzisiaj.

Generator wytwarza następujące obrazy kontrolne:

— pola (białe, czarne, czerwone R, zielone G i niebieskie B),

— kratę białą na czarnym tle,

— test koła na tle kraty,

— 8 pionowych pasów z możliwością wyboru gradacji szarości, gradacji szarości z zerową podnośną chrominancji oraz testu pasów kolorowych,

— teletekstu zawierającego stronę tytułową, spis treści, test gubienia liter, test pasów kolorowych (inny niż podstawowy), DELPHI TEST oraz wszystkie znaki alfabetu z polskim włącznie; jest to wprawdzie "tylko" 6 stron (100 do 105) umożliwiających jednak regulację telegazety w odbiorniku, ale firma oferuje możliwość uzupełnienia stron do 119 włącznie.

Oprócz obrazów generator wytwarza również sygnał fonii (FM, dewiacja 50 kHz) z częstotliwością różnicową 6,5 lub 5,5 MHz.

Całkowity sygnał wizyjny, z fonią lub bez, jest doprowadzony do dwóch wyjść w.cz. w formie gniazd BNC - VHF (kanały 1 do 12), UHF (kanały 21 do 60) oraz pasmo kablowe (kanały S5 i S6), te ostatnie występują na wyjściu VHF.

Ograniczenie pasma UHF od góry nie ma przy serwisie większego znaczenia.

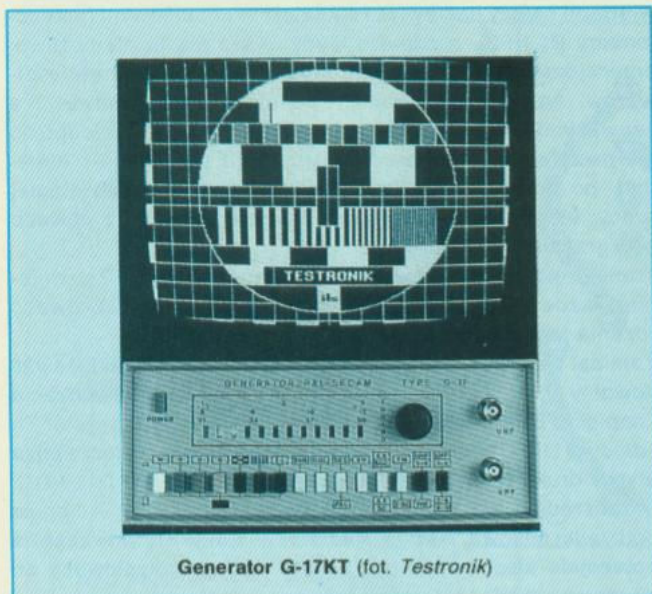
W wersji wyposażonej w wyjście p.cz. (tu ocenianej) na wyjściu UHF występuje sygnał p.cz. przy odpowiedniej kombinacji klawiszy wybierania zakresów. Jest wtedy możliwość jednoczesnego korzystania z trzech sygnałów wyjściowych: kanałów kablowych S5 i S6 na gnieździe VHF, p.cz. 38 MHz na gnieździe UHF oraz wizyjnego i fonicznego m.cz. na stale występujących na gniazdach umieszczonych z tyłu.

Do umieszczonych z tyłu gniazd BNC są doprowadzone:

— sygnał wizyjny VIDEO regulowany w zakresie 0,5 do 2 Vpp/75 Ω lub ustalony sygnał 1 Vpp, przy czym amplituda sygnału chrominancji PAL może być regulowana;

— sygnał fonii AUDIO 1 kHz z Rwy = 1 kΩ lub sygnał sandcastle (SC) ew. supersandcastle (S-SC) przełączane klawiszem na płycie czołowej;

— impulsy synchronizacji H i V, wybierane przełącznikiem z tyłu.



Generator G-17KT (fot. *Testronik*)

Na życzenie generator może być wyposażony w wyjścia R, G, B oraz p.cz. 38 MHz.

Generator jest przestrajany potencjometrem wieloobrotowym z gałką na płycie czołowej (fot.). Świadomie nie zastosowano skali mechanicznej, bo wcześniej czy później są z nią kłopoty (linki, przekładnie) ale skalę elektroniczną z 12 LEDami: 10 zielonych i dwie skrajne — czerwone. LEDy gasną i zaświecają się płynnie. Przy tej liczbie diod nie można się było ustrzec sytuacji, w której podczas strojenia w dół jedna dioda już gaśnie całkowicie ale do rozpoczęcia gaśnięcia następnej trzeba gałkę potencjometru obrócić o 3/4 obrotu. Tym akurat nie należy się zbytnio przejmować, bo podstawowym wskaźnikiem jest skala, od której też nie wymaga się wielkiej dokładności.

Od spodu obudowy znajduje się przełącznik K.STR — K.UST. W pozycji K.STR kanały przestraja się potencjometrem na płycie czołowej, a w pozycji K.UST kanały są ustawione na stałe, po jednym na każdym pasmie (ustawia się je dowolnie potencjometrami, dostępnymi przez otwory obok tego przełącznika).

Oprócz klawiszy, których wciśnięcie określa obraz wyświetlany na ekranie telewizora, na płycie czołowej znajdują się klawisze wprowadzające na ekran określone sygnały: podnośne chrominancji SUB i sygnał koloru COL. Wraz z klawiszem włączającym sygnał pasów pionowych (gradacja szarości) wprowadzają one sygnał pasów kolorowych obramowany z lewej strony pasem białym, a z prawej strony pasem czarnym, przy czym w górnej i dolnej części ekranu jest widoczna gradacja szarości z zerową podnośną koloru. Jednym klawiszem przełącza się system SECAM/PAL, a dla SECAMu można włączyć identyfikację dla każdego pola.

Dwa klawisze służą do wyboru sygnału wyjściowego na umieszczonym z tyłu gnieździe AUDIO/SC/SSC. W zasadzie nie powinno to wpływać na to, co w odbiorniku słychać, ale przy wyciśniętym klawiszu FM/SSC (wyłączona fonia 1 kHz) przy teście pasów kolorowych w głośniku słychać warkot, znikający po ponownym włączeniu fonii.

Obraz PAL jest lepszy od obrazu SECAM. Przejścia kolorów na obrazie PAL są ostre, a same pola są jednobarwne, górne i dolne brzegi zespołu kolorowych pasów są stabilne. Na obrazie SECAM brzegi te są niestabilne (charakterystyczna "drgawka" SECAMu). Biały pas pionowy z lewej strony jest biały tylko dla PAL, dla SECAM jest lekko zażółcony w części przylegającej do żółtego pasa.

Ta drobna wada to właściwie jedyne, do czego można by mieć zastrzeżenia. Pozostałe własności są bez zastrzeżeń. Wszystkie obrazy mają dobrą liniowość, teletekst jest wręcz doskonały. Instrukcja dołączona do przyrządu jest napisana bardzo zwięźle, koncentrując się na opisie funkcji elementów sterowania oraz regulacji i podaniu pełnych danych technicznych z kompletem parametrów sygnałów. Szkoda, że instrukcja nie jest wydana drukiem, mimo że odbitka ksero jest czytelna. Rysunek pasów kolorowych byłby wtedy przedstawiony w kolorze, a nie opisany tekstem.

Po zajrzeniu do środka, co wymagało odkręcenia 4 wkrętów i zdjęcia górnej części obudowy (otwory w obudowie pasują do nagwintowanych otworów w ramie!) wrażenie jest pozytywne. Szklano-epoksydowe moduły z profesjonalnie wykonanym drukiem są ustawione pionowo w gniazdach na płycie głównej, na której znajduje się tylko zasilacz i kilka rezystorów. Płytka teletekstu jest umocowana z boku, tuż przy ściance. O serwisie przez użytkownika nie ma mowy bo, po pierwsze brak jest w zestawie schematu, po drugie — wymagane są przejściówki podnoszące moduł w górę, a po trzecie — na części modułów usunięto nazwy układów scalonych w celu utrudnienia konkurencji odwzorowania układu. Utrudni to niewątpliwie, choć nie uniemożliwi, bo na świecie już wymyślono inteligentne maszynki do rozszyfrowywania nie tylko TTLi ale i CMOSów, z którymi to urządzenie jest wykonane. Jak podaje firma, po zakończeniu okresu gwarancyjnego na życzenie dostarcza dokumentację.

Generator nie jest zupełnie miniaturowy — jego rozmiary to 300x200x100 mm. Dzięki solidnemu mechanicznie wykonaniu, waży on ok. 3 kg. Lepiej jednak mieć coś cięższego ale solidnego niż lekkiego ale łatwego do uszkodzenia, bo taki generator jest często wożony z serwisem do klienta. □

TESTRONIK

Jerzy Żurawski

poleca

GENERATORY

PAL – SECAM

nagrodzone na Międzynarodowej Wystawie

TELE–Foto–Video'92

o następujących testach:

1. Pola: białe, czarne, czerwone (**R**), zielone (**G**), niebieskie (**B**)
2. **Koło na tle kraty** z wpisanymi prążkami (test podobny do TV obrazu kontrolnego)
3. Krata — 14/16 linii
4. Gradacja szarości
5. Gradacja szarości z podnośną
6. **Pasy kolorowe**

Z generatorów wyprowadzone są:
— sygnał m.cz. wizji o ampl. 1 V_{pp} lub regulowany od 0,5 do 2 V_{pp} przy R_{obc} = 75Ω
— sygnał m.cz. fonii
— impulsy H i V do synchronizacji oscyloskopu
— impulsy SC i S—SC zgodnie z danymi firmy PHILIPS
— sygnał w. cz. fonii 5,5 MHz i 6,5 MHz
— sygnał w.cz. w pasmach:
a) I÷V — kanały 1÷5, 6÷12, 21÷60
b) TV kablowej — kanały 5÷6
c) na zamówienie: — 38 MHz (p.cz.) — wyjścia R, G, B — teletext

Generatory można przestrajać płynnie oraz zaprogramować po jednym kanale w każdym pasmie.

1 rok gwarancji

Informacja i przyjmowanie zamówień W-wa tel. 22-79-06, 667-72-70 (godz 9-16)

Serwis: W-wa Ursus, ul. Robinii 8a czynny od 8 do 16.

Zapraszam do współpracy sklepy, poważnych dystrybutorów oraz exporterów. Dla indywidualnych klientów sprzedaż w serwisie oraz za zaliczeniem pocztowym. RO/024/92

Zasilacz WN

W praktyce radioamatorskiej potrzebne jest czasem źródło wysokiego napięcia do zasilania lampy oscyloskopowej lub kineskopu, którego praca powinna być zsynchronizowana z pozostałymi układami urządzenia, np. w celu eliminacji zakłóceń na ekranie. Opisany zasilacz znakomicie nadaje się do tego celu: jest dość prosty, wymaga tylko jednego napięcia zasilającego, a uruchomienie sprowadza się w zasadzie do ustawienia żądanego napięcia za pomocą potencjometru.

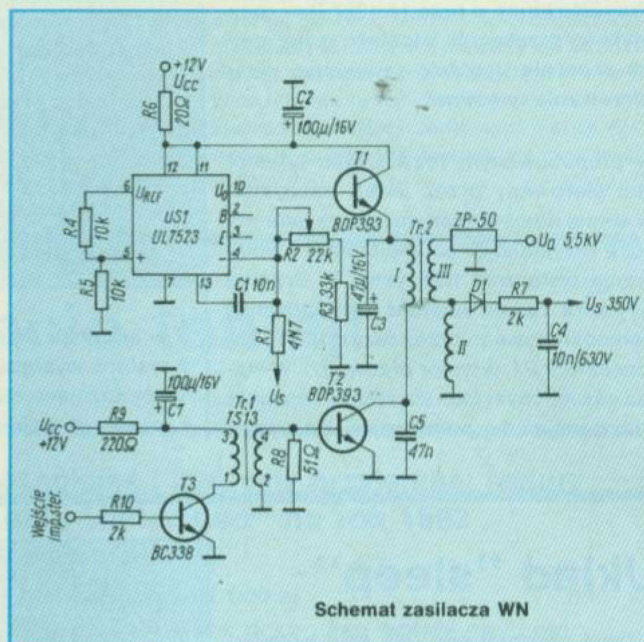
Schemat zasilacza przedstawiono na rys. 1. Impulsy prostokątne o częstotliwości 20 kHz i współczynniku wypełnienia 0,5, doprowadzone do bazy tranzystora T3, powodują impulsowe zmiany prądu kolektora. Transformator Tr1 zapewnia odpowiednie wysterowanie tranzystora T2. Układ scalony US1 z tranzystorem T1 stanowią zasilacz regulacyjny, dzięki któremu uzyskujemy stałe napięcie wyjściowe. Kondensator C5 zwiera do masy składowe o wyższych częstotliwościach i dzięki temu napięcie na kolektorze tranzystora T2 ma kształt jednostronnie wyprostowanego przebiegu sinusoidalnego.

Napięcie wyjściowe Ua zasilacza może mieć wartość od kilkuset volt przy prostowaniu jednopołówkowym, do kilku tysięcy volt po zastosowaniu powielacza P, Napięcie Us (300÷400 V) jest wykorzystywane do zasilania siatek kineskopu.

Stabilizację napięcia wyjściowego uzyskuje się w następujący sposób. Jeśli z jakiegoś powodu, np. wzrost obciążenia, zmaleje napięcie Us, ta zmiana napięcia, doprowadzona przez rezystor R1 do wejścia odwracającego wzmacniacza sygnału błędu (wyprowadzenie 4 układu US1) wymusza wzrost napięcia na emiterze tranzystora T1. Zwiększy się amplituda prądu płynącego przez uzwojenie pierwotne transformatora Tr2, co spowoduje, że napięcie Us wzrośnie do wartości bliskiej poprzedniej. Do regulacji napięcia Us wykorzystuje się potencjometr R2, którego wartość można dobrać ze wzoru:

$$\frac{Us}{R1+R2+R3} \approx \frac{\frac{Uref}{2}}{R2+R3}$$

w którym: Uref — ok. 7,15 V.



Schemat zasilacza WN

Dioda D1 powinna być typu BA159 dla napięć Us < 400 V, lub typu BYP350 dla napięć Us > 400 V. Transformator Tr2 jest wykonany na rdzeniu kubkowym M36/22 z materiału o stałej A1 rzędu kilku tysięcy. Dobre są także rdzenie typu EE42 oraz rdzenie z układów odchylania odbiorników TV. Uzwojenie pierwotne ma 10 zw. drutu DNE Ø 0,4. Uzwojenia wtórne są nawinięte drutem DNE Ø 0,12, przy czym uzwojenie II ma 300 zw., a uzwojenie III 500 zw. Poszczególne warstwy uzwojeń należy oddzielić przekładką z folii wysokonapięciowej lub ceratką olejową. Z obu stron uzwojeń powinny być kilkumilimetrowe marginesy, aby nie dopuścić do przebicia między warstwami.

Tranzystory T1 i T2 należy zamocować na radiatorach.

Uwaga. Ze względu na wysokie napięcia należy zachować szczególną ostrożność. Transformator Tr2 dobrze jest osłonić plastykowym pudełkiem.

M.K. □

KONKURS na najlepsze artykuły opublikowane w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video"

Przypominamy, że redakcja miesięcznika "Radioelektronik" w nrze 1/1987 "Re" ogłosiła stały konkurs na najlepsze artykuły nadesłane przez Czytelników i opublikowane w "Radioelektroniku".

Warunki konkursu

1. **Konkursem są objęte dwie kategorie prac opublikowanych w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video".**

I. Artykuły opisujące urządzenia elektroniczne zbudowane i wypróbowane przez autora, np. urządzenia przydatne w domu, samochodzie lub warsztacie.

II. Artykuły o charakterze informacyjno-poznawczym popularyzujące rozwijające się dziedziny elektroniki (np. mikroelektronikę, telewizję satelitarną, nowe technologie).

2. Nadesłane artykuły muszą być oryginalne i dotychczas nie publikowane. Powinny mieć formę maszynopisu (2 egz.). Opis urządzenia powinien zawierać schematy, niezbędne szkice konstrukcyjne i fotografie.
3. W konkursie mogą brać udział autorzy indywidualni i zespoły autorskie.
4. Kolegium redakcyjne ocenia opublikowane w każdym roczniku "Re" prace i przyznaje nagrody.
5. Nagrody

Przewidujemy, że suma nagród wyniesie nie mniej niż 12 mln zł.

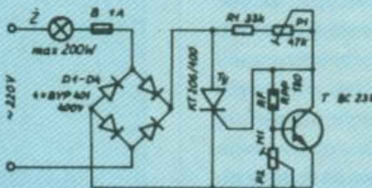
6. Ogłoszenie wyników konkursu nastąpi w I kwartale następnego roku w miesięczniku "Radioelektronik Audio-HiFi-Video".
7. Redakcja zastrzega sobie prawo do zawieszenia konkursu lub rezygnacji z jego kontynuowania.

Serdecznie zapraszamy wszystkich autorów do wzięcia udziału w konkursie.

Przekaźnik fotoelektryczny

Przedstawiony w nrze 12/1987 Re bezstykowy przekaźnik fotoelektryczny można znacznie uprościć zmieniając układ sterowania tyrystora.

W proponowanym rozwiązaniu tyrystor jest sterowany przez jeden tranzystor. W stanie nieoświetlonym fotorezystor ma dużą rezystancję i potencjometr P2 polaryzuje wstecznie tranzystor T. Bramka tyrystora Ty jest zasilana z prostownika pełnookresowego przez rezystor R1 i potencjometr P1, tyrystor przewodzi. W stanie oświetlonym fotorezystor RF ma małą rezystancję i polaryzuje tranzystor T w kierunku przewodzenia. Na bramce tyrystora występuje teraz napięcie niewiele różniące się od potencjału katody i tyrystor zostaje wyłączony.



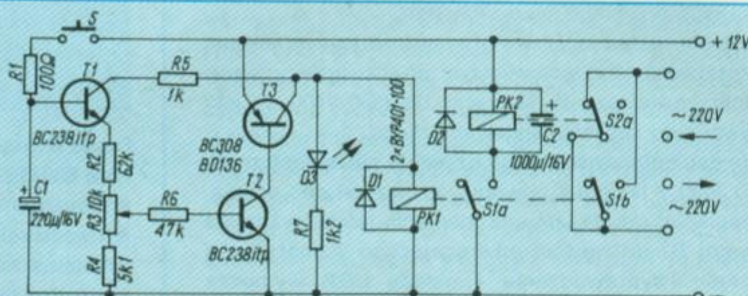
Schemat przekaźnika fotoelektrycznego

Przy uruchomieniu należy zasłonić fotorezystor, potencjometr P2 ustawić na minimum rezystancji (zatkanie tranzystora T) i potencjometrem P1 ustalić napięcie bramki tyrystora włączającego go. Po oświetleniu fotorezystora natężeniem oświetlenia mającego włączyć żarówkę Ż, potencjometrem P2 ustala się punkt pracy tranzystora T tak, by żarówka zgasła.
Urządzenie to nie nadaje się do zmierzchowego sterowania oświetleniem ze względu na brak niezbędnych zwłok czasowych i możliwość migotania żarówki przy powolnych zmianach oświetlenia.

Wojciech Sprawka □

Układ "sleep"

Artykuł przeznaczony dla tych czytelników, którzy przed zaśnięciem lubią posłuchać muzyki, a nie lubią zbyt często kupować wyczerpanych baterii. Opisano układ, który te baterie oszczędza.



Schemat układu "sleep"

W nrze 3/1989 "Re" był opublikowany układ, przeznaczony do oszczędzania baterii zasilających odbiorniki przenośne. Ponieważ jestem posiadaczem wieży Sony, w której wzmacniacz jest wyposażony w funkcję "standby" (czuwanie) oraz gniazda sieciowe do podłączania pozostałych segmentów, opisany tam układ dostosowałem do tego rozwiązania (rys.). Spełnia on następujące funkcje:
— odłącza sieć od wzmacniacza po ok. 50 minutach (w środkowym położeniu ślizgacza potencjometru R3),
— po odłączeniu sieci włącza ją ponownie z opóźnieniem ok. 3 s, niezbędnym do przejścia wzmacniacza w stan czuwania.
Zasada działania układu była już opisana w nrze 3/1989 "Re", chcę tu tylko opisać sposób jego zainstalowania.
Załączony tranzystor T3 uruchomia przekaźnik Pk1, który z kolei uruchomia przekaźnik Pk2. Sekcja S1b przekaźnika Pk1 załącza obwód sieciowy, sekcja S2a przekaźnika Pk2 rozłącza go po czasie potrzebnym do włączenia Pk2. Takie rozwiązanie zabezpiecza wzmacniacz znajdujący się w stanie włączonym przed przejściem w stan czuwania podczas przełączania styków.
Po czasie określonym przez nastawienie potencjometru R3 następuje wyłączenie przekaźnika Pk1, a tym samym rozłączenie obwodu sieciowego (wzmacniacz jest w tym momencie odłączony od sieci), a jednocześnie rozłącza się obwód przekaźnika Pk2. Przekaźnik ten jest jeszcze podtrzymywany przez czas, potrzebny do rozładowania się kondensatora C2, wynoszący ok. 3 s. Wyłączenie przekaźnika Pk2 powoduje załączenie obwodu sieciowego — wzmacniacz zostaje włączony do sieci pozostając w stanie czuwania.
W układzie modelowym zastosowałem przekaźniki MT-6 12 V. Kondensator elektrolityczny C2 powinien być, jak podano w oryginalnej publikacji, tantalowy, ale stosując zwykły kondensator aluminiowy nie stwierdziłem różnic w szybkości rozładowania. Jako przycisku S użyłem astabilnego Isostatu. Dioda D3 — czerwona dowolnego typu — służy do sygnalizacji włączenia układu.
Układ można zasilać z zasilacza niestabilizowanego 12 V o wydajności prądowej przynajmniej 50 mA.

Henryk Dyguś □

LSB ELECTRONIC

Kompleksowa oferta dostaw części elektronicznych
Dla producentów Biuro Handlowe: **Wrocław, ul. Sudecka 166, tel./fax (0-71) 677-111**

Proponujemy:
- ponad 60000 elementów i podzespołów producentów zachodnich,
- możliwość wyboru konkretnego producenta,
- kompletację dostaw pod konkretny wyrób,
- możliwość sprowadzania elementów nietypowych,

ZAPRASZAMY DO WSPÓŁPRACY
Adres do korespondencji: LSB electronic, Skr. 90, Wrocław 57

Gwarantujemy:
- wysoką jakość wszystkich elementów,
- ciągłość i terminowość dostaw,
- szybki czas dostawy dla dużych zamówień

Dla odbiorców detalicznych Sklep: **Wrocław, ul. Jęczmienna 18, tel. (0-71) 444-756**
- układy scalone liniowe (duży wybór układów prod. japońskiej), elementy dyskretne i inne;
- części do sprzętu audio—video, m.in. piloty, głowice, silniki,gumki, rolki, sprzęgła, igły gramofonowe, transformatory wysokiego napięcia, głowice wizyjne itp;
- akcesoria elektroniczne: spra'y, narzędzia, mierniki, luty.

RO/086/92

Spis treści rocznika Radioelektronik Audio-HiFi-Video 1992

	Nr	Str.
Z KRAJU I ZE ŚWIATA 1-11 II str. okładki nr 12 2		
ELEKTROAKUSTYKA		
Dwudrożny zespół głośnikowy — A.W	1	2
Zespoły głośnikowe produkcji TONSIL S.A. — A.W	2	2
Kontrolny zespół głośnikowy — A.W	3	2
Przedwzmacniacz z wielofunkcyjnym układem scalonym — A.W	4	2
Subniskotonowy zespół wzmacniająco-głośnikowy — A.W.	5	2
Wzmacniacz radiowęzłowy o mocy 200 W — Stefan Kilian	6	2
Magnetofon "Amator" (1) — Dariusz W. Ziółek	7	2
Magnetofon "Amator" (2) — Dariusz W. Ziółek	8	2
Magnetofon "Amator" (3) — Dariusz W. Ziółek	9	2
Magnetofon "Amator" (4) — Dariusz W. Ziółek.	10	2
Zespół głośnikowy 80 W — A.W.	11	2
Wzmacniacz mikrofonowy — A.W.	12	3
TECHNIKA MIKROPROCESOROWA		
Elektroniczny klucz do IBM PC XT/AT — Konrad Fedyna	3	4
Mikrokomputer CA80 — Stanisław Gardynik	4	3
Cyfrowe procesory sygnałowe — Jarosław Ziembicki	10	6
Technologia PA-RISC — Maciej Sitnik	11	3
NOWA TECHNIKA i TECHNOLOGIA		
Kolejny skok w komputerach — L.K.	1	3
Nietypowa funkcja zegarka i wielkie pieniądze — (K)	2	3
Nowy wzór obwodu drukowanego — Witold Górski	3	5
Telepoint — (L.K.)	3	5
ERS-1 pierwszy europejski satelita obserwacyjny — Krystyna Prószyńska	5	4
Magnetooptyczna rejestracja sygnałów cyfrowych — Bolesław Urbański	7	3
Nowoczesne MOSFETy — nowe zastosowania — (K)	8	9
Następna "fala" w układach scalonych — A.S.	9	7
Układ scalony — czujnik przyspieszenia samochodu — (L.K.)	11	5
TECHNIKA RTV		
Tuner TVSat trzeciej generacji — Leszek Szmidt	1	3
Demodulatory TVSat firmy Plessey (1) — Tadeusz A. Grzeszczyk	1	6
Demodulatory TVSat firmy Plessey (2) — Tadeusz A. Grzeszczyk	2	4
Demodulatory TVSat firmy Plessey (3) — Tadeusz A. Grzeszczyk	3	6
Wejścia AV w odbiornikach TV — Piotr Golicz	3	8
Druga fonia metodą RYMI — Ryszard Misiak	4	5
System RDS — (K.P.)	5	5
Przyszłość odbiorników TVSat — Jerzy Jackowski, Jacek S. Kobyliński	9	7
Rozbudowa programatora w OTVC Neptun, Helios i Wenus — Tomasz Koczorowicz, Tomasz Rutkowski	10	9
Telewizyjne głowice wielozakresowe — Seweryn Kobyliński	12	4
MIERNICTWO		
Generator wielofunkcyjny — Sławomir Bilicz	2	6
Max 1000... Max 2000... Max 3000... Maximum - Chauvin Arnoux	2	8
Nowoczesne oscyloskopy — Tomasz Muda	3	9
Mostek do pomiaru kondensatorów elektrolitycznych — Andrzej Czernic	3	10
Wiatromierz elektroniczny — Kazimierz Mikulski, Dariusz Grzybowski	5	8
Przyrządy kontrolno—pomiarowe firmy Philips-Fluke	6	5
Miernik cyfrowy z mikroprocesorem kalkulatorowym — Wiesław Kłoda, Adam Kowalczyk	7	4
Automatyczny miernik częstotliwości — Mirosław Kowaliński, Witold Trzebiński	8	5
Miernik pojemności — Andrzej Czernic	8	7
Przegląd szybkich oscyloskopów — Michał Nadachowski	9	13
Przyrządy pomiarowe firmy Hung Chang (1) — Leon Kossobudzki	10	11
Analogowe układy scalone ASIC (1) — Mieczysław Kręciejewski	11	6
Analogowe układy scalone ASIC (2) — Mieczysław Kręciejewski	12	9
Przyrządy pomiarowe firmy Hung Chang (2) — Leon Kossobudzki	12	8
KLUB MŁODYCH ELEKTRONIKÓW		
Ćwierkający dzwonek — Jerzy Justat	1	8
Sygnalizator miauczący kot — Jerzy Justat	2	9
Wzmacniacz o mocy 30 W — (R.T.)	2	10
Korektor barwy dźwięku — Andrzej Czernic	2	12
Dwupołożeniowy regulator temperatury — Jerzy Justat	3	13
Generator sygnałowy FM — Leszek Halicki	4	6
Dotykowy przycisk dzwonkowy — Leszek Halicki	5	12
Przyrząd do sprawdzania triaków i tyrystorów — Jerzy Justat	6	9
Ręczne przełączanie cyfr — Zbigniew R. Nowak	7	14
Sygnalizator uszkodzenia świateł stopu — Leszek Halicki	7	15
Prosty koder stereofoniczny — Radosław Kozioł	8	9
Wyłącznik czasowy z cyfrowymi nastawnikami kodowymi — Sławomir Bilicz	8	10
Wzmacniacz słuchawkowy — Andrzej Czernic	9	9
Wzmacniacze z układem TDA2009	10	35
Układ zabezpieczający kineskop — Andrzej Szęszoł	11	8
Elektroniczne przełączanie wejść wzmacniacza m.cz. — Cezary Rudnicki	12	11
SCHEMATY		
Automatyczna sekretarka — Ryszard Kawiak	1	14
Radiomagnetofon RMS 830S — Andrzej Marzenta	2	14
Samochodowy radioodtwarzacz stereofoniczny — Automatic RPS-611 (1) — Eugeniusz Fuchs, Antoni Fedowicz	3	15
Samochodowy radioodtwarzacz stereofoniczny Automatic RPS-611 (2) — Eugeniusz Fuchs, Antoni Fedowicz	4	12
Aktywna antena ASC-5 — Wojciech Czerwiński	4	14
Odbiornik telewizyjny TC-200 (1) — Waldemar Gimbut, Mariusz Faliński, Wojciech Krupiński	5	15
Odbiornik telewizyjny TC-200 (2) — Waldemar Gimbut, Mariusz Faliński, Wojciech Krupiński	6	8
Tuner satelitarny TS-2 Stereo (1) — Roman Pierzchanowski, Leonard Turek	7	11
Tuner satelitarny TS-2 Stereo (2) — Roman Pierzchanowski, Leonard Turek	8	11
Odtwarzacz płyt kompaktowych RADMOR 5450 — Włodzimierz Knast	9	15
Odbiornik telewizyjny BS950.2 SELECO (1) — Krzysztof Lemiech	10	14
Odbiornik telewizyjny BS950.2 SELECO (2) — Krzysztof Lemiech	11	16
Odbiornik telewizyjny BS950.2 SELECO (3) — Krzysztof Lemiech	12	15
RADIOKOMUNIKACJA		
Liniowy wzmacniacz mocy 27 MHz/6 W — Konrad Szustak	2	13
Sieci Packet-Radio — Krzysztof Dąbrowski	4	9
Odbiornik do nasłuchu CB Radio — Zbigniew Nowak	6	11
Dlaczego na kanałach FM różnie słyszymy? — Zdzisław Bieńkowski	8	13
Syntezery częstotliwości CB — Andrzej Janeczek	11	9
PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE		
Programowany układ czasowy CMOS MCY74541 — Sławomir Kalinowski	1	9
Układ scalony UL1482N — Leszek Szmidt	2	35
Przekaźniki MYAD — Marek Dras	5	37
Układy MC145026 ÷ MC145028 — Piotr Zbysiński	6	13
Układy scalone LM1035/LM1036 — Robert Krawczak	7	36
Układ scalony UL1623N — Leszek Szmidt	8	33
Nowe szybkie wzmacniacze operacyjne — Michał Nadachowski	9	11
Krajowe przewody koncentryczne — (L.K.)	10	33
Monolityczne przekaźniki półprzewodnikowe ze sprzężeniem optycznym (1) — Marek Dras	11	13
Monolityczne przekaźniki półprzewodnikowe ze sprzężeniem optycznym (2) — Marek Dras	12	36
URZĄDZENIA ZASILAJĄCE		
Zasilacze stabilizowane małej mocy — (L.K.)	2	36
Zasilanie radiotelefonu Radmor 3109 — Andrzej Janeczek	2	36
Automatyczny zasilacz do ładowania akumulatorów — Andrzej Czernic	3	36
Prostownik z regulacją napięcia i prądu ładowania — Andrzej Szęszoł	5	13
Zasilacz stabilizowany do sprzętu CB — Piotr Zbysiński	7	34
Uniwersalne urządzenie do ładowania akumulatorów NiCd — Jerzy Justat	8	14
Układ MC34064 — Sygnalizator stanu baterii — Leszek Halicki	11	33
ELEKTRONIKA w DOMU		
Kodowany wyłącznik systemów alarmowych — Leszek Halicki	1	12
Pozytywka z układem scalonym UM66T — Wiesław Szczęsny	3	38
Domowe urządzenie alarmowe — Leszek Halicki	4	15
Elektroniczna ruletka — Wojciech Buchała	5	35
Sygnalizator czasu rozmowy telefonicznej — Leszek Halicki	6	16
Wyłącznik sterowany promieniowaniem podczerwonym — Jerzy Justat	6	34
Przystawka do telefonu lokalnego — Zbigniew R. Nowak	8	34
Regulatory temperatury z układem ULY7855 — Wiesław Tumm	12	41
ELEKTRONIKA w RÓŻNYCH ZASTOSOWANIACH		
Transformator elektroniczny do żarówek halogenowych 20÷70 W — Lech Płuta, Ryszard Konopczak	1	37
Automat schodowy K-15F/5 — Jacek Zakrzewski	2	37
Jeszcze kilka zastosowań układu scalonego MAA436 — Antoni Białoszewski	2	38
Przekaźnik czasowy — Antoni Białoszewski	4	37
Stycznik elektroniczny — Antoni Białoszewski	5	38
Termoregulator z monolitycznym stabilizatorem napięcia — Antoni Białoszewski	7	37
Elektroniczne zegary ciemniowe — Jacek Zakrzewski	8	37
Automatyczny włącznik oświetlenia — Leszek Halicki	11	35
Analizatory spalin samochodowych — R. Hołownia	12	38
ELEKTRONIKA w SAMOCHODZIE		
Regulator pracy wycieraczek — Leszek Halicki	3	38
Zdalne włączanie alarmu samochodowego — Piotr Zbysiński	4	34
Elektroniczny przerywacz kierunkowskazów samochodowych — Leszek Halicki	8	35
Sygnalizator włączenia kierunkowskazów — L.J.	9	34
Akustyczny sygnalizator pozostawienia włączonych świateł — Jerzy Justat	10	36

SERWIS RTV NR Str.

"Junost-402" i pochodne — (K) 1 37
Modyfikacja OTVC typu KV 1820 SONY — Grzegorz Jabłoński, Artur Jabłoński 6 37
Gdy bateria w pilocie szybko się wyczerpuje — Seweryn Jacek Kobyliński 7 38
Kasety pomiarowe audio, video — Zdzisław Kalinowski 8 39
Usuwanie usterek w odbiorniku zdalnego sterowania OZS 2030 — Seweryn Kobyliński 9 35
Uwagi o konstrukcji OTV BIAZET TMP 201 — Grzegorz Todryk 10 13

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Funkcja Timer Operation w magnetofonie MDS442 — Paweł Bieńkowski 1 40
Ulepszenie miniaturowego odbiornika UKF — Zbigniew Nowak 2 39
Jeszcze inne rozszerzenie możliwości programatora w telewizorze — Jerzy Sułecki 5 37
Układ APO do magnetofonu MDS442 — Paweł Wąsowicz 6 38

RÓŻNE

Targi Hanowerskie CeBit'92 — Janusz Justat 5 39
Hanower'92 — Leon Kossobudzki 6 39
TechniSat — Krystyna Prószyńska 7 41
Targi Komputer Expo'92 — Tadeusz Szafarz 9 38
Infosystem'92 — Tadeusz Szafarz 10 37
Łączność Satelitarna w Roku Kolumba 11 39
Marconi Instruments Ltd ma już 55 lat 12 42

Z PRASY ZAGRANICZNEJ

LED zasilana z sieci — (K) 3 40
Układ do pomiaru małych rezystancji — (M.N.) 6 38

POMYSł i REALIZACJA

Timer do odbiornika — Jerzy Sapa 1 40
Ściemniacz dotykowy RS-6 ze sterowaniem akustycznym — Grzegorz Marek 2 40
Przetwornik cyfra/współczynnik wypełnienia — Grzegorz Todryk 3 41
Układ do wybierania liczby impulsów — Janusz Górski 4 41
Korekcja charakterystyki przetwornika c/ t — Adam Kowalczyk 7 38
Mostkowy wzmacniacz mocy z układami GML-025 — Andrzej Szęszoł 9 37
Ulepszenie świateł roweru — Stanisław Bąk 11 38
Układ do oscyloskopowego pomiaru przesunięcia fazy — Andrzej Kowalczyk 12 39

DO... i OD REDAKCJI

Wymiana głowicy w magnetofonie — Dariusz Ziółek 3 43
Eksploatacja niedożarzonych kineskopów — Andrzej Malinowski 8 43
Regulacja elektronicznego statecznika 9 41
Przedłużenie czasu włączenia timera (ZT) 9 41
Do... i od redakcji 12 40

NOWOŚCI

Boom kamerowidowy — Cezary Rudnicki 1 17
Telewizja przewodowa — Tadeusz A. Grzeszczyk 1 20
Radia i radyjka na każdą okazję — Jerzy Justat 1 22
Systemy łączności ruchomej — Cezary Rudnicki 2 17
Europejskie bezpłatne programy satelitarne — Krystyna Prószyńska 2 19
Tele-Photo-Video Show — Leon Kossobudzki 3 17
Elektroniczny album fotograficzny — Cezary Rudnicki 3 19
Hi-Fi coraz więcej innowacji — Cezary Rudnicki 4 17
PRO-TV '91 — Leon Kosobudzki 5 17
Nie tylko magnetowidy — Jerzy Justat 5 19
Technika 1-bitowa w odtwarzaczach płyt kompaktowych — Cezary Rudnicki 6 17
HDTV — Europa próbuje odpierać ofensywę Japonii — Cezary Rudnicki 7 17
Jednostruktorowe KODEKI — Cezary Rudnicki 8 17
Nowości Toshiby. Kineskopy Super C3 — Janusz Samuła 8 19
Videodomofony — Leon Kossobudzki 9 17
Panasonic THE ONE UP — Jerzy Justat 9 19
Co nowego w elektronice muzycznej — Jarosław Ziembicki 10 17
Magnetowid Panasonic NV-FS88EE — Jerzy Justat 10 21
MiniDISC Ante portas — Cezary Rudnicki 11 17
DCC podbija świat — Krystyna Prószyńska 11 20
Schowtech — Cezary Rudnicki 12 17

AKTUALNY TEMAT

Rok 1992. Europa ucieka — Cezary Rudnicki 1 25
Telewizja satelitarna — (B.D.) 2 24
Telewizja satelitarna postrachem dla niektórych rządów azjatyckich — Stanisław Grzymski 2 25
Kolejna rewolucja w Fonografii — Cezary Rudnicki 3 21
Olimpiada na szerokim ekranie — Cezary Rudnicki 4 19
Anteny TV i UKF (1) — Wiesław Białkowski 4 22
Anteny TV i UKF (2) — Wiesław Białkowski 5 23
Anteny TV i UKF (3) — Wiesław Białkowski 6 19
Telewizja — spełnione marzenia — Cezary Rudnicki 6 21
Instalowanie CB radia w samochodzie osobowym 7 20
Multimedia — Cezary Rudnicki 8 21
Radio CB w samochodzie ciężarowym — Wojciech Oszcza 9 20
Kamery video firmy Panasonic — Jerzy Justat 9 23
Wizyta w firmie Panasonic — Jerzy Justat 10 24

Nr Str

Co to jest kompatybilność elektromagnetyczna? — Andrzej Sowiński 11 21
Czy widmo elektromagnetyczne jest niezniszczalne? — (M.Ł.) 11 23
Najmniejszy magnetofon cyfrowy — (R.T.) 11 23
Światowe targi obrazu, dźwięku i profesjonalnych mediów (1) — Janusz Justat 12 20

OCENY EKSPLOATACYJNE

Telewizor Graetz Kongress 2151VT — Leon Kossobudzki 1 27
CB radio w praktyce — Janusz Justat 1 28
Magnetowid VS-F12EDG Akai — Waldemar Woliński 2 26
Magnetowid Philips VR6349/95S — (J.S.) 3 25
Extender — Jerzy Justat 3 27
Aktywna antena kempingowa — (J.S.) 4 32
Radiomagnetofon z odtwarzaczem CD Philips AZ 8704 — (J.S.) 5 26
Tuner satelitarny Kathrein UFD 72 — Jerzy Justat 5 28
Magnetowid Hitachi VT-580E — Jerzy Justat 6 27
Antena i konwerter do odbioru programów z ASTRY — Jerzy Justat 6 29
Tuner satelitarny Kathrein UFD-85 — Jerzy Justat 7 28
Wieża SONY LBT-V102 z odtwarzaczem CD SONY CDP-M19 — Leon Kossobudzki 8 26
Kamera video PHILIPS VKR 6847 — (J.S.) 9 28
Wieża Radmor — (J.S.) 10 28
Inteligentne radioodtwarzacze samochodowe Philipsa — Janusz Justat 11 26
Telewizor kolorowy Biazet — Krystyna Prószyńska 11 28
Magnetowid Panasonic NV-J45EE — Jerzy Justat 12 22

PRAKTYCZNE RADY

Konserwacja magnetofonów — Dariusz W. Ziółek 1 30
Jakość audycji — (A.W.) 1 31
Zanim kupisz telewizor... — (Panda) 2 27
Jak obchodzić się z kasetami video — Janusz Justat 2 31
Zespoły z głośnikami KEF — Andrzej Kisiel 3 29
Jaki radioodtwarzacz do samochodu — Jacek Czajka, Sławomir Dąbrowski 4 29
Jaki kupić magnetowid? — Jacek Czajka 5 29
Zanim kupisz zestawy głośnikowe — Andrzej Kisiel 6 30
Pseudostereowizja "Nuoptix 3-D" — Bolesław Urbański 7 29
Zanim oddasz magnetowid do naprawy — (J.S.) 7 29
Zespół głośnikowy KEF CS7 — Andrzej Kisiel 7 30
Zanim kupisz odtwarzacz płyt kompaktowych — Jacek Czajka 8 28
Tranzystory MOSFET "nie do zdarcia" — Cezary Rudnicki 9 30
Zespół głośnikowy VIB — (A.W.) 9 31
Aktywne anteny samochodowe — (R.T.) 10 31
Przegląd zespołów głośnikowych (1) — Andrzej Kisiel 11 29
Przegląd zespołów głośnikowych (2) — Andrzej Kisiel 12 26
Systemy VHS — Andrzej Wyderka 12 30

NA NASZYM RYNKU

Nowości Philipsa — Sławomir Dąbrowski 3 23
Hitachi — telewizory i magnetowidy — Jerzy Justat 4 24
Hitachi — Kamery video 5 24
Panasonic — telewizory i magnetowidy — Jerzy Justat 6 24
Sanyo — sprzęt audio-video — Tadeusz Szafarz 7 24
Pioneer oferuje w Polsce (1). Sprzęt domowy — Grzegorz Firynowicz 8 23
Odbiornik satelitarny TITAN 128 - Krystyna Prószyńska 9 26
Pioneer oferuje w Polsce sprzęt samochodowy (2) — Grzegorz Firynowicz 10 26
Technics — odtwarzacze CD — Jerzy Justat 11 24

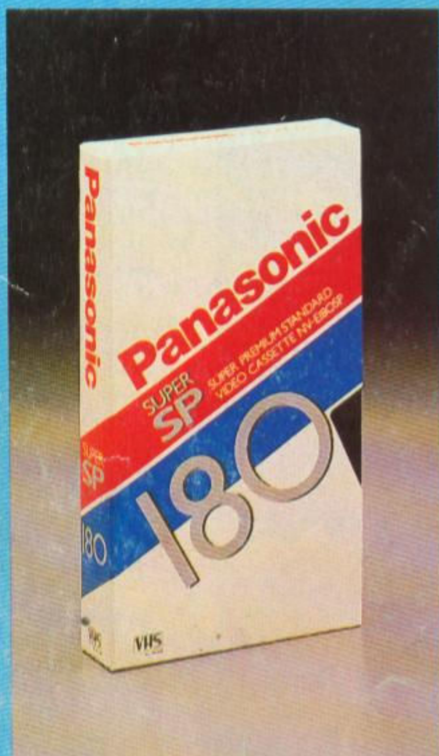
KRÓTKO o WSZYSTKIM

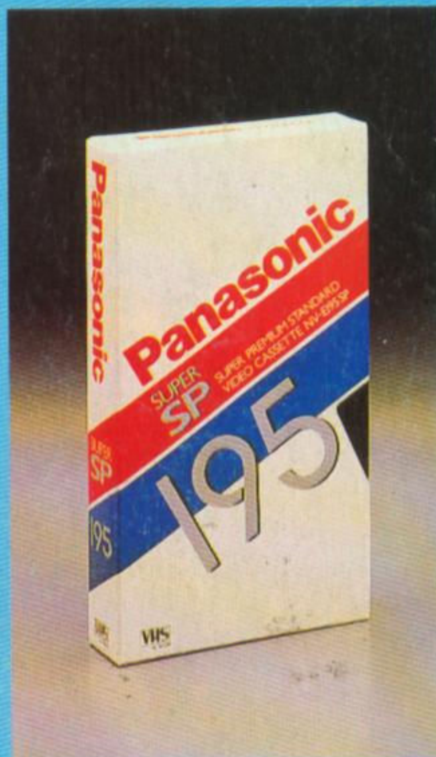
Ostatnia amerykańska firma TV przechodzi w obce ręce — (K) 1 3
Światowa nowość Grundiga - magnetowid wyposażony w archiwum nagrań —(K) 1 32
Audio Computer — (J.S) 2 32
Bang & Olufsen — wysoka jakość i elegancja — Krystyna Prószyńska 3 31
Odbiornik radiowy sterowany kartami "czekowymi" — (JJ) 3 3
Mała i lekka kamera Siemensa — (k) 3 32
Magnetowid JVC z cyfrową fonią — (cr) 4 26
Wielofunkcyjny magnetofon 4 27
Double decker 4 27
Łącza w zakresie podczerwieni — (R.T.) 5 32
Magnetofony DAT dostępne dla każdego — (K) 6 31
Super słuchawki i powrót do lamp elektronowych — (K) 7 31
Samochodowy radiomagnetofon sterowany głosem — (R.T.) 7 31
Procesory akustyczne — (A.W.) 7 32
Kieszonkowy odbiornik wielozakresowy — (A.W.) 7 32
Radio samochodowe jak "Video" — (K) 8 30
Elegancki zestaw elektroakustyczny Technics E10 — (R.T.) 8 31
Wóz transmisyjny dla PRiTV — (ts) 8 31
Dźwięk i sztuka — (A.W.) 8 31
Słuchawki bezprzewodowe Panasonic RP-HW100 — (R.T) 9 30
Klawiatury — (cr) 10 32
Nowy "Weltempfanger" — (k) 10 32
Mini-Zestaw technics SC-CH7 — (R.T.) 10 32
Zestaw najwyższej klasy Technics Digital Reference — (R.T.) 11 32
Czytniki z linijką CCD — (cr) 12 31
Zmieniacz płyt CD do samochodu — (R.T.) 12 31

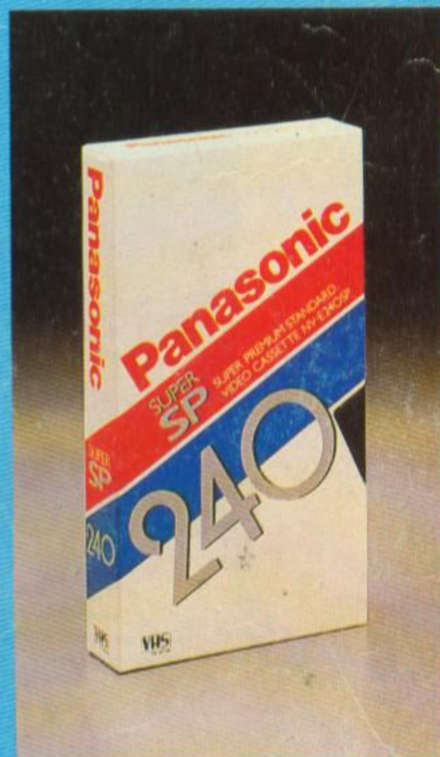
Panasonic

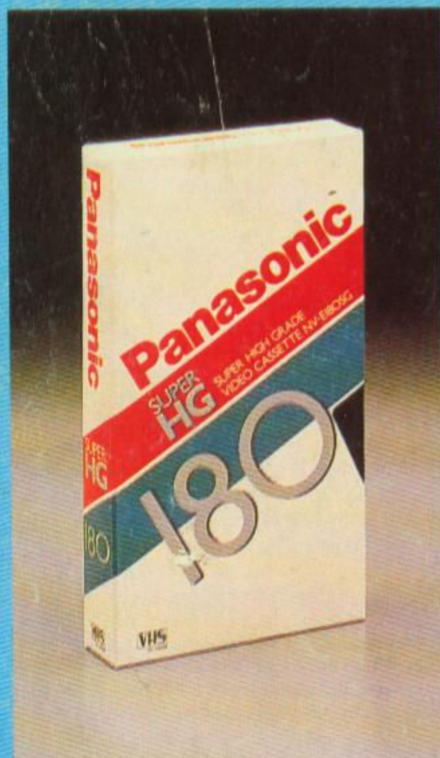
Lider w świecie VHS

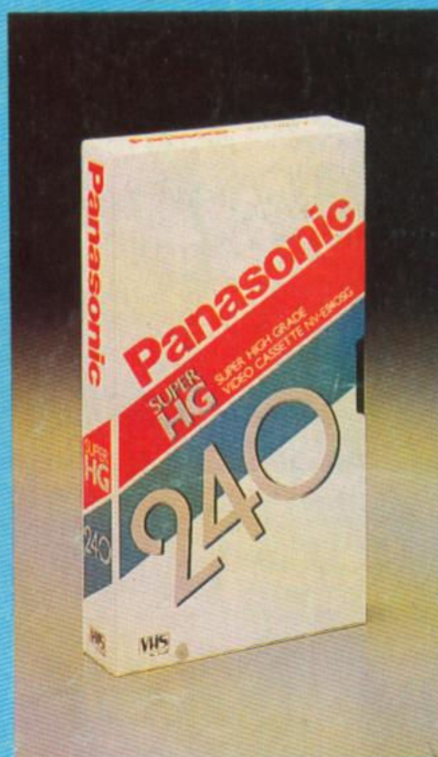
Taśmy video firmy Panasonic to doskonała jakość obrazu oraz dźwięku w systemach VHS, S-VHS, S-VHS-C i VHS-C. Nowy materiał magnetyczny "magnum", technologia powlekania ultra-mikro a także konstrukcja kasety, ukrytej w plastikowej kopercie, gwarantują najwyższą jakość wielokrotnego zapisu i odtwarzania rzeczywistości.











Konstrukcja idealnego systemu transportu taśmy

